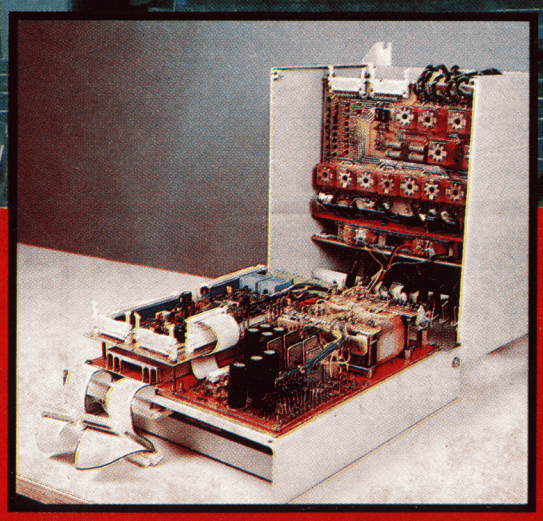
ELEKTRIE

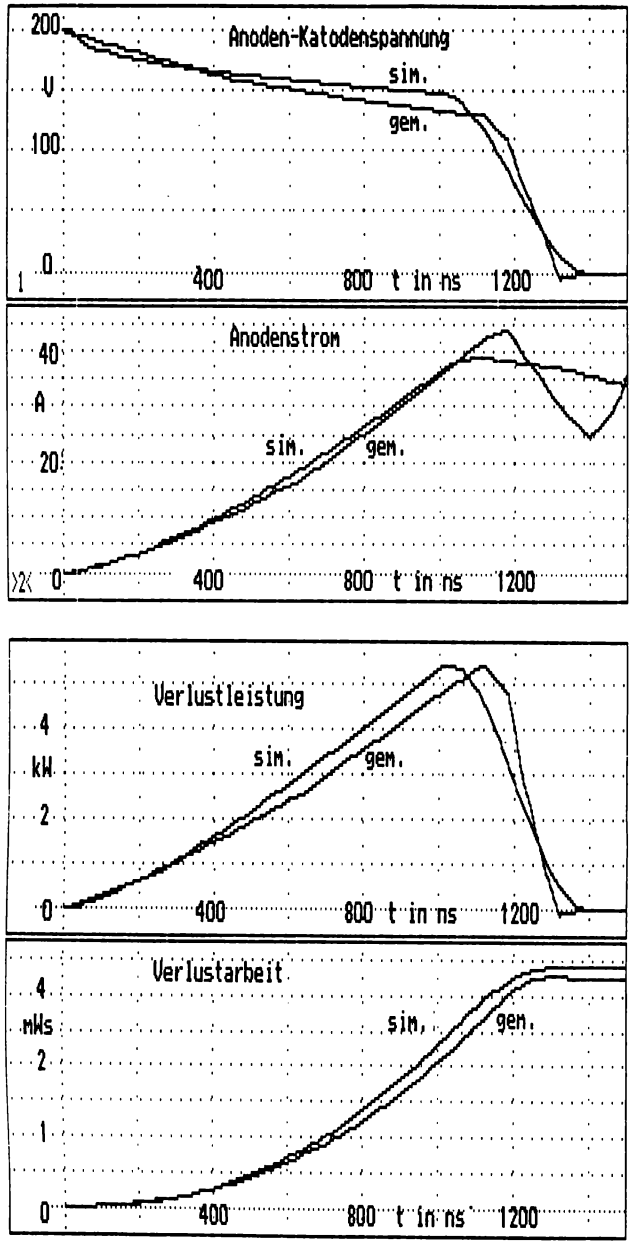
5|89

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · Postverlagsort für DDR Leipzig · EVP 2,50 Mark · ISSN 0013—5399

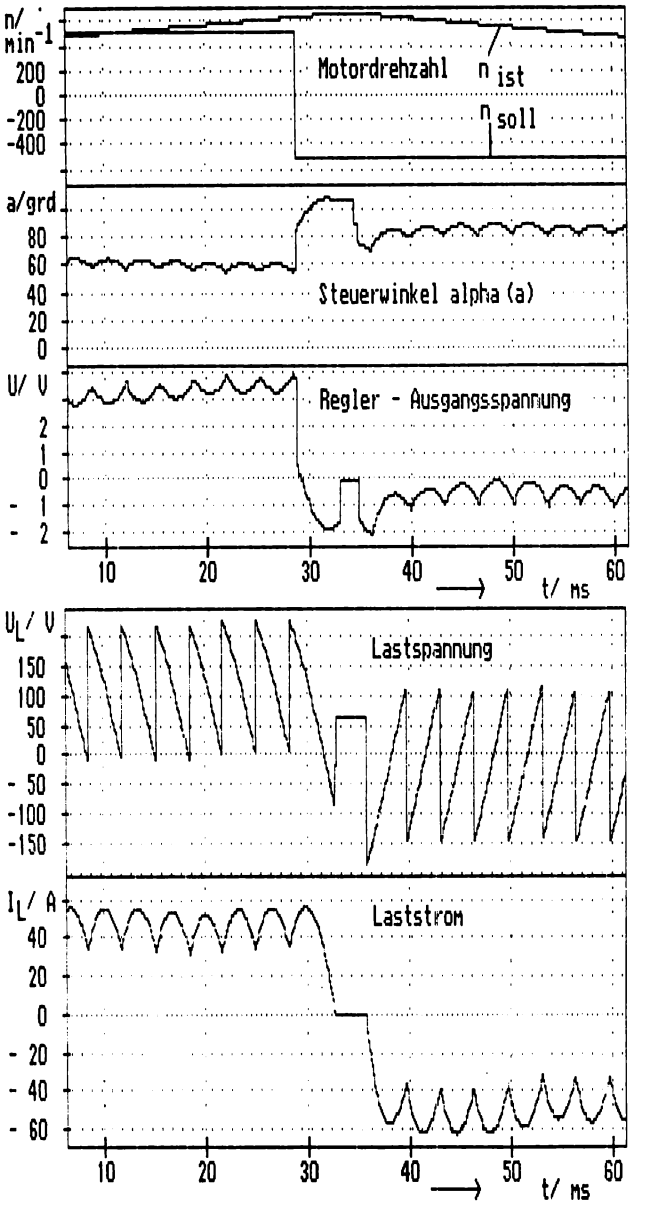
EAB-Leistungselektronik
für flexible Automatisierung



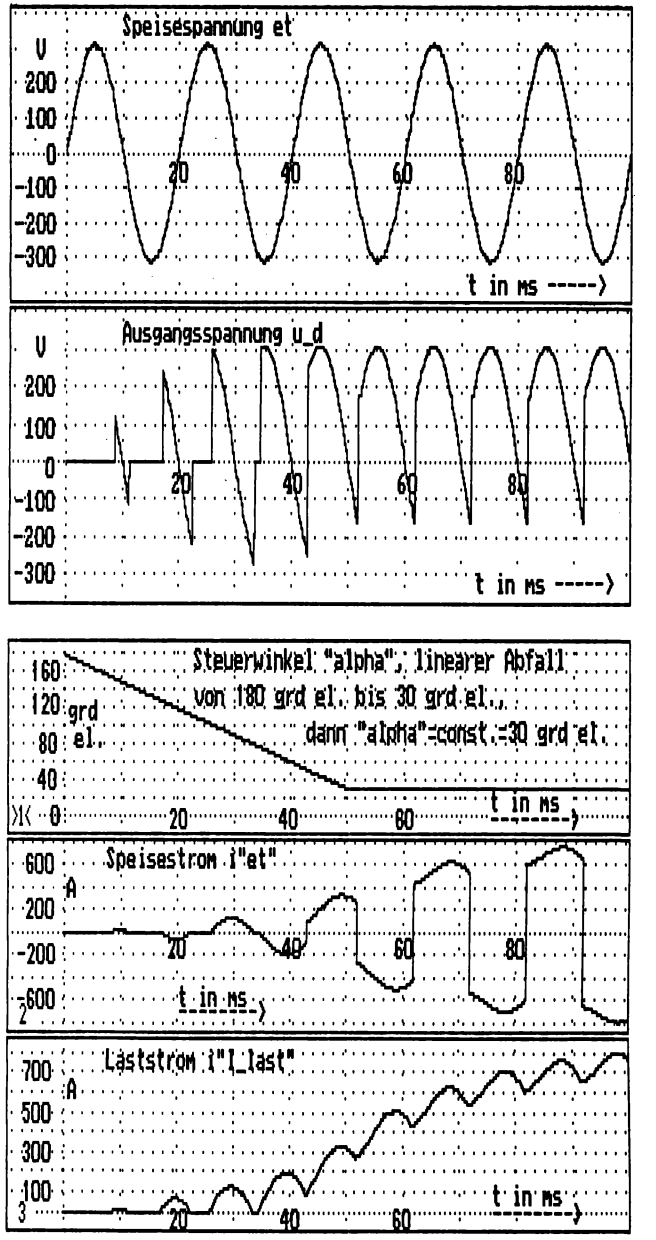
0120220



Spannungsabfall, Stromanstieg, Verlustleistung und Verlustarbeit nach der Zuendung des GTO-Thyristors



Reversieren des kreisstromfreien Umkehrstromrichters mit zwei B6 - Schaltungen (Zustand vor der rechnergestuetzten Parameteroptinierung —) Ueberschwingen der Drehzahl)



Anlauf der B2-Schaltung aus der Wechselrichterendlage heraus (Zuendwinkelzwangssteuerung)

Zum Beitrag von M. Kronberg (s. S. 174)
LENE/LEMESS — ein Softwaresystem zur rechnergestützten Analyse von leistungselektronischen Schaltungen und Antriebssystemen

5|89 ELEKTRIE

43. Jahrgang

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift der Elektrotechnik

ISSN 0013–5399

Organ des Fachverbands Elektrotechnik der Kammer der Technik

Die Zeitschrift erhielt die Goldene Ehrenplakette der KDT

Redaktionsbeirat

Vorsitzender:

Prof. Dr. sc. techn. J. Vogel

Mitglieder:

Prof. Dr. sc. techn. S. Altmann · Prof. Dr. sc. techn. H. Böhme · Prof. Dr. sc. techn. Dr. h. c. P.-K. Budig · Dr. sc. techn. G. Burkhard · Dr.-Ing. D. Flügge · Obering. K. Friedel · Prof. Dr. sc. techn. J. Hoffmann · Dipl.-Ing. H. Kabisch · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Lappe · Dr. rer. nat. K. Möbius · Prof. Dr. sc. techn. E. Muschick · Prof. Dr. sc. techn. V. Pfeiler · Prof. Dr.-Ing. e.h. K. Pommer · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Schönfeld · Obering. Dipl.-Ing. N. Wass · Prof. Dr.-Ing. habil. G.Wunsch

Korrespondenten:

Dr.-Ing. Hannella, Ilmenau · Dr.-Ing. W. Jordan, Dresden

Titelbild

Leistungselektronik für die flexible Automatisierung, wie sie im „Fritz Heckert"-Werk Karl-Marx-Stadt schon Realität ist.
Als jüngstes Beispiel eines Stromrichters mit höchster Leistungsfähigkeit aus dem VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin, in den auch Forschungsergebnisse der Kooperationspartner aus der Wissenschaft eingeflossen sind, wurde zur Leipziger Frühjahrsmesse 1989 der Stromrichter „DTO — Digital" als erster Vertreter einer neuen Generation von Antriebsstromrichtern vorgestellt. Er ist mit 16-Bit-Mikrorechentechnik ausgerüstet, die sich vor allem durch verbesserte Regelungs- und Diagnoseeigenschaften auszeichnet. Die weitere Integration sowohl der Mikroelektronik als auch von Leistungshalbleitern führte darüber hinaus zu verbesserten spezifischen Leistungskennwerten der Erzeugnistypenreihe. Der Stromrichter „DTO — Digital" zeigt Perspektiven für die weitere Gestaltung von Stromrichter-Erzeugnissen.
Fotos: Heinz Dargelis, KAAB/Kraemer

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Träger des Ordens Banner der Arbeit

Inhalt

Seite

Aktuelle Information 162

Brandt, H.

Schlüsseltechnologien erobern auch die Leistungselektronik 163

Conrad, H.

Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. Rudolf Lappe — 75 Jahre 164

Fachaufsätze

Nicolai, U.; Conrad, H.

GTO-Thyristoren: Funktion, Eigenschaften, Einsatzmöglichkeiten und Einsatzprobleme. Teil 1 165

Güldner, H.; Dahms, F.

Universelle Informationseinrichtung für einfache netzgelöschte Stromrichter auf der Basis des 8-bit-Einschip-Mikrorechners U 882 169

Kronberg, M.; Knorr, B.; Knorr, U.; Lange, L.; Leonhardt, M.; Richter, H.; Waldeck, Th.

LENE/LEMESS — ein Softwaresystem zur rechnergestützten Analyse von leistungselektronischen Schaltungen und Antriebssystemen 174

Altmann, S.; Kieltyka, M.; Soinski, M.

Verwendung amorpher Bänder (metallischer Gläser) zur elektromagnetischen Abschirmung 179

Eitner, R.; Goebel, J.; Laßwitz, G.

Rechnerunterstützte Meßwerterfassung und -verarbeitung bei der Ermittlung der Kriechstromfestigkeit nach TGL 200-0018 182

Handke, A.

Aktuelle Probleme des Einflusses nichtlinearer Verbraucher auf Energiespeisenetze 185

Richter, Chr.

Untersuchung des Übergangs- und Resonanzverhaltens von Transformatorwicklungen mit der Radialfeldtheorie 188

Umschau

Tagungsberichte 193

Kurzberichte 195

Patente 196

Rezensionen 198

AKTUELLE INFORMATION

Lichttechnik

2. Internationale Fachtagung

Zeit: 22. bis 24. Januar 1990
Ort: Berlin
Veranstalter: Fachverband Elektrotechnik in der Kammer der Technik;
Wissenschaftliche Sektion Lichttechnik der KDT; Kombinat VEB NARVA

Inhaltliche Schwerpunkte

Orientierung eines breiten Kreises von Wissenschaftlern, Technikern und Praktikern der optischen Strahlung erzeugenden und anwendenden Industrie und anderen Bereichen der Wirtschaft über die Aufgaben der Licht-, Ultraviolett-, Infrarot-Beleuchtungs- und Bestrahlungstechnik.

- Neue Entwicklung auf den Gebieten
  - — Lampen und Strahler
  - — Leuchten und Bestrahlungseinrichtungen
  - — Bestrahlungstechniken und -technologien
  - — Beleuchtungsanlagen
  - — Zünd-, Vorschaltgeräte und Zubehör
  - — Licht- und Strahlungsmeßtechnik
- Rationelle Energieanwendung durch
  - — Einsatz hocheffektiver Lampen, Strahler und Anlagen
  - — Anwendung beleuchtungstechnischer Standardisierungs- und Projektierungsvorschriften
- Einsatz der Mikroelektronik und Rechentechnik bei der Erzeugnisentwicklung von optischen Strahlungsquellen und Leuchten und in der Beleuchtungstechnik, insbesondere bei Projektierungsaufgaben (CAD/CAM).
- Einsatz der optischen Strahlungstechnik für Hochtechnologien (Mikroelektronik, Biotechnologie, Medizin u.a.)
- Neueste Erkenntnisse der Grundlagenforschung auf den Gebieten
  - — Anwendung und Entwicklungstendenzen der optischen Strahlungstechnik
  - — Erzeugung optischer Strahlung
  - — Licht- und Strahlungsquellen
  - — Geräte und Vorrichtungen zum Betreiben und Untersuchungen von Licht- und Strahlungsquellen

Anfragen

Teilnahmeanmeldung sowie Vorschläge für Vorträge und Poster (Termin: 31. Mai 1989) sind schriftlich zu richten an:
Kammer der Technik
— Präsidium —
Fachverband Elektrotechnik
Clara-Zetkin-Str. 115/117
Berlin
1086
H. Hoppe, Berlin EA 3018

Rechnergestützte Qualitätssicherung CAQ '88

Tagungsbände CAQ '88

Die Tagungsmaterialien fanden auf dem Internationalen Messesymposium (17. bis 19. März 1988) hohe Anerkennung. Sie geben einen Einblick in die wachsende Vielfalt von CAQ-Werkzeugen, Systemen, Diagnosen, Strategien, Anwendungen und Trainingsmaßnahmen.

Die vorliegenden Tagungsbände (Unkostenbeitrag 80,— M) enthalten die Plenarvorträge, Poster und ein KDT-INQUA-MESS Software-Paket. Die große Nachfrage und die Einschätzung im In- und Ausland waren ausschlaggebend für eine zweite Auflage.

Bestellungen

sind zu richten an:
Kammer der Technik
Präsidium — WGMA (Tel. 2265218)
PSF 1315
Berlin
1086
K.-D. Müller, Berlin EA 3002

Elektrowärme

Tagungsmaterial

Die Zusammenstellung (143 Seiten, Preis 50,— M) von 14 Fachbeiträgen zu dieser wissenschaftlich-technischen Veranstaltung (22. und 23. März 1989 in Suhl) enthält folgende Themenkomplexe

- — Entwicklungstendenzen
- — Wechselrichter
- — rechnergestützte Prozeßanalysen
- — rationelle Energieanwendung in Trocknungsprozessen
- — Temperaturerfassung
- — elektrische Heizleitung
- — Thyristorsteller
- — Datenbank Elektrowärme

Bestellungen

richten Sie bitte an:
Kammer der Technik
Bezirksverband Suhl
Postfach 510
Suhl
6000
Die Redaktion EA 3089

Steuerung mechanischer Systeme

Fachtagung

Zeit: 6. bis 8. Februar 1990
Ort: TU Karl-Marx-Stadt
Veranstalter: TU Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik

Inhaltliche Schwerpunkte

- Theoretische Probleme der automatischen Steuerung
  - — Modellbildung
  - — Simulation
  - — Verfahren der Regelung und Steuerung/Algorithmen
- Gerätetechnik für Informationserfassung und -verarbeitung
  - — Sensoren/Aktoren
  - — industrielle Steuerungen
- Komplexe Automatisierungsstrukturen
  - — Steuerungsverbund/Leitsysteme
  - — Anwendung/CIM-Komponenten

Zielstellung der Tagung ist es, auf den Gebieten der Fertigungsautomatisierung, der Automatisierung im Be- und Verarbeitungsmaschinenbau sowie der Leicht- und Konsumgüterindustrie tätige Spezialisten zusammenzuführen, neueste Erkenntnisse auszutauschen und zu vermitteln.

Anfragen

sind schriftlich zu richten an:
Technische Universität Karl-Marx-Stadt
Sektion Automatisierungstechnik Tagung „Steuerung mechanischer Systeme"
Postfach 964
Karl-Marx-Stadt, 9010
G. Tippmann, Karl-Marx-Stadt EA 3086

Industrielle Automatisierung — Automatisierte Antriebe

Tagungsmaterial

Der Tagungsband „Wissenschaftliche Veranstaltungen der TU Karl-Marx-Stadt 3/1989" (370 Seiten, Preis 25,— M) zu dieser internationalen Fachtagung (14. bis 16. Februar 1989) enthält folgende Themenkomplexe

- — Automatisierte elektrische Antriebe
- — Bauelemente und Baugruppen der Leistungselektronik
- — Zuverlässigkeit, Schutz- und Diagnosefunktionen in Antriebssystemen

Bestellungen

richten Sie bitte an:
Technische Universität Karl-Marx-Stadt
Sektion Automatisierungstechnik
Prof. Dr. sc. techn. Dr. h. c. *Budig*
Postfach 964
Karl-Marx-Stadt
9010
Die Redaktion EA 3080

Angewandte numerische Magnetfeldberechnung

Tagungsmaterial

Der Tagungsband „Wissenschaftliche Tagungen der TU Karl-Marx-Stadt 1/1989" (200 Seiten, Preis 13,— M) zur 5. Wintertagung (10. bis 12. Februar 1988) enthält folgende Themenkomplexe

- — Verfahren der numerischen Berechnung von Magnetfeldproblemen
- — Programmsysteme
- — Anwendung der numerischen Magnetfeldberechnung in Simulationsaufgaben.

Bestellungen

richten Sie bitte an:
Technische Universität Karl-Marx-Stadt
Sektion Automatisierungstechnik
Prof. Dr. sc. techn. Dr. h. c. *Budig*
Postfach 964
Karl-Marx-Stadt
9010
Die Redaktion EA 3092

Schlüsseltechnologien erobern auch die Leistungselektronik

Von

Ing. Heinz Brandt, Generaldirektor des VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau

Ich bin mir bewußt, jeder Vergleich „hinkt". Dennoch mache ich diesen:

Hätten sich leistungselektronische Erzeugnisse aus dem VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin in der Vergangenheit nicht durch günstige energieökonomische Parameter ausgezeichnet, in den Kraftwerken Boxberg oder Jänschwalde müßte ein 500-MW-Block mehr stehen. Die Energieeinsparungen, die seit der Einführung der Thyristor-Technik mit Stromrichtern aus dem Berliner Stammbetrieb des Kombinats Automatisierungsanlagenbau erzielt worden sind, entsprechen etwa der Leistung eines solchen Kraftwerksriesen.

Ein hoher Standard an Gebrauchswerten der EAB-Stromrichter-Erzeugnisse beruht nicht zuletzt auf soliden Forschungsarbeiten der Kooperationspartner in der Wissenschaft. Mit den Technischen Universitäten Dresden, Karl-Marx-Stadt und Magdeburg bestehen teilweise schon seit Jahrzehnten enge, vertraglich fixierte Beziehungen. International anerkannte Forschungsergebnisse sind im Auftrag und in Zusammenarbeit mit dem VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin entstanden, die sich jeweils auf die Schwerpunkte der wissenschaftlich-technischen Entwicklung konzentrierten.

Waren es in der Vergangenheit beispielsweise die Einführung der Mikrorechentechnik in die Stromrichter oder die Umsetzung neuer Regelungstheorien in die praktische Nutzung, so richten wir das Hauptaugenmerk gegenwärtig darauf, rechnergestützte Entwurfssysteme für die Auslegung von Stromrichtern zu schaffen. Die gute Partnerschaft mit den Universitäten und Hochschulen ist besonders dadurch charakterisiert, daß an den Hochschulen gemischte Forschungskollektive von Wissenschaftlern und Praktikern des Betriebes an den vereinbarten Aufgaben arbeiten. Auch zeitweilige Aufenthalte von Mitarbeitern der Hochschulen im VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin fördern die Praxisbezogenheit der gemeinsamen Arbeit.

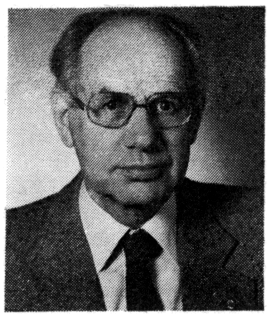
Regelmäßige Weiterbildungslehrgänge an der Akademie des Kombinats Automatisierungsanlagenbau durch Lehrer der Partner-Hochschulen sichern für die KAAB-Betriebe die schnelle Information über aktuelle Forschungsergebnisse und sorgen somit für die notwendige Qualifizierung. Durch Kaderaustausch und Übernahme von Diplomanden und Doktoranden nach Abschluß ihrer Aus- und Weiterbildung in den VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin erfolgt eine optimale Verwertung von Erfahrungen und Ergebnissen aus der Forschungsarbeit.

Solche Formen der Zusammenarbeit von Wissenschaft und Produktion sind heute nötiger denn je, wenn die neuen Möglichkeiten der Schlüsseltechnologie Mikroelektronik noch umfassender und schneller für die Leistungsfähigkeit der informationsverarbeitenden Technik genutzt werden soll. Das Entwicklungstempo auf diesem volkswirtschaftlich wichtigen Gebiet ist weltweit wahrlich atemberaubend, aber davon profitieren letztlich die Prozeßautomatisierung und die Fertigungsautomatisierung.

Man muß jedoch beachten, daß in diesen Bereichen — im Gegensatz etwa zur Anwendung der Informationstechnik in Leitung und Verwaltung oder in der technischen Vorbereitung — zur steuernden, regelnden und optimierenden Beeinflussung der technologischen Prozesse durchweg erforderlich ist, in einen Energiefluß, in Massenströme und Bewegungsvorgänge einzugreifen. Hierzu reicht das Leistungsniveau der Informationstechnik nicht aus, es sind nachgeordnete Leistungsverstärker erforderlich. Pneumatische und hydraulische Stellglieder spielen in einzelnen Anwendungsbereichen eine wichtige, insgesamt aber eine untergeordnete Rolle. Elektrische Schaltgeräte ermöglichen nur zwei (oder wenige) Zustände. Stromrichter als leistungselektronische Stellglieder dominieren seit Jahrzehnten dort, wo es auf die kontinuierliche Steuerung des elektrischen Energieflusses ankommt: im exportintensiven Be- und Verarbeitungsmaschinenbau, ebenso aber auch in Erzeugnissen profilierter Anlagenbaukombinate wie SKET oder TAKRAF. In Verbindung mit den verschiedensten Elektromotoren können EAB-Stromrichter alle Parameter eines Bewegungsvorgangs steuern.

Die Bedeutung der Stromrichter, künftig vor allem der Drehstromantriebstechnik wegen ihrer material- und energieökonomischen Vorteile, nimmt weiter zu. Sie wächst in dem Maße, wie die Automatisierungstechnik durch die Bereitstellung neuer hochwertiger mikroelektronischer Bauelemente in immer neue Anwendungsbereiche vordringt. Den Anforderungen an moderne Anlagen entsprechend, muß in Zukunft auch die Vorortebene, in der die Stromrichter stehen, vernetzungsfähig sein, um eine flexible Einbindung in das Automatisierungskonzept zu gewährleisten. Die Stromrichter-Stellglieder leisten so einerseits ihren spezifischen Beitrag zu den hohen Gebrauchswerten der Automatisierungstechnik, andererseits ermöglichen sie durch verlustarme Wandlung und Steuerung sowie veränderte technologische Prozeßgestaltung einen eigenständigen Beitrag zur Energieeinsparung.

Derzeit verlassen in jedem Jahr mehr als 7000 leistungselektronische Erzeugnisse von wenigen Kilowatt bis zu einigen Megawatt und im Wert von mehreren hundert Millionen Mark die modernen Werkstätten in Berlin-Marzahn. Große Anteile davon werden entweder direkt oder als Bestandteile von Ausrüstungen fast aller Zweige des DDR-Maschinen- und Anlagenbaus in viele Länder exportiert, wo sie zum guten Ruf der Erzeugnisse „Made in GDR" beitragen. Diese auf den internationalen Märkten einmal errungene Position wollen wir künftig auch dadurch behaupten und ausbauen, indem wir die Schlüsseltechnologie Mikroelektronik noch stärker nutzen, um den unterschiedlichsten Bedürfnissen der Anwender durch neue Standard- und Anlagenstromrichter gerecht zu werden. Engagement und Können unserer Forscher und Entwickler, die Erfahrung der EAB-Facharbeiter sowie die verstärkte Eigenproduktion von mikroelektronischen Baugruppen und Leiterplatten versetzen uns dazu in die Lage. EA 3057



Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. Rudolf Lappe — 75 Jahre

Am 27. Mai 1989 vollendet der Nestor der Stromrichtertechnik und Leistungselektronik der DDR, Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. *Rudolf Lappe*, sein 75. Lebensjahr. Dieser Ehrentag ist für seine Schüler und Freunde Anlaß, sein verdienstvolles Wirken zu würdigen.

Aufgrund seiner jüdischen Herkunft mußte der gebürtige Chemnitzer nach dem Abitur 1933 Nazideutschland verlassen. Unter den schwierigen Bedingungen der Emigration in Großbritannien absolvierte er an der Londoner Universität ein Studium der Elektrotechnik und arbeitete zunächst als Ingenieur in der Industrie und danach als Dozent für Elektrotechnik am Wimbledon Technical College. Während dieser Zeit machte er als Consulting-Ingenieur für die Firma NEVELIN-Rectifiers, einer Tochterfirma der ELIN-Union Österreich, zum ersten Mal Bekanntschaft mit der Gleichrichtertechnik, in dem er sich mit der Tauchstift-Zündung und der Gittersteuerung von Quecksilberdampfgleichrichtern für Gleichstromantriebe befaßte. Das sollte für seine gesamte wissenschaftliche Tätigkeit zurückkehren und er nahm eine wissenschaftliche Aspirantur an der TH Dresden auf. Da nach der Wiedereröffnung der TH Dresden das Lehrgebiet Gleichrichter- bzw. Stromrichtertechnik vakant war, wurde *R. Lappe* als geeignetster Bewerber bereits 1949 ein Lehrauftrag für Stromrichter erteilt. Nachdem er 1953 mit der Arbeit „Die Restionisation bei Quecksilberdampf-Entladungen" bei Prof. *Mierdel* und Prof. *Barkhausen* erfolgreich promoviert hatte, wurde er 1955 am damaligen Institut für Allgemeine Elektrotechnik mit der Wahrnehmung einer Professur mit Lehrauftrag für das Fach „Gleichrichter" beauftragt. Prof. *Mierdel* als Institutsdirektor stellte in seinem Gutachten über die fachliche Qualifikation von *R. Lappe* fest: „Die bisher vom Aspiranten ausgeübte Lehrtätigkeit verdient besondere Anerkennung. Er hat hier aus sich heraus und ohne jegliches Vorbild ein Lehrgebiet aufgebaut, bestehend aus Vorlesungen und Übungen, das dem Studenten eine gründliche Ausbildung auf dem gesamten Gebiet der Stromrichter-Physik und -Technik verschafft. Ich habe mich durch gelegentliche Teilnahme an Prüfungen auch selbst vom Erfolg seiner Lehrtätigkeit überzeugen können...". Seine Tätigkeit an der Hochschule war mit der Industrie eng verbunden. So beteiligte er sich im Auftrag der ehemaligen Gleichrichterwerke von VEB Schott Jena und VEB EAW Berlin an der Entwicklung und Einführung neuer Quecksilberdampfgleichrichter. Zur weiteren fachwissenschaftlichen Qualifizierung nahm *R. Lappe* 1957/58 eine Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im VEB Wissenschaftlich-Technisches Büro für Gerätebau Berlin auf und befaßte sich dort mit der Entwicklung magnetischer Verstärker und deren Anwendung bei Antriebsregelungen, einem damals neuen Gebiet der Stromrichtertechnik. Trotz dieser Belastung nahm er seine Lehrverpflichtungen an der TH Dresden regelmäßig wahr und bezog die neuesten Erkenntnisse über Magnetverstärker in die Lehre ein. Nach dieser Tätigkeit hatte *R. Lappe* vor allem als wissenschaftlicher Fachberater der Entwicklungsstelle des VEB Elektroprojekt Berlin maßgeblichen Anteil an der schnellen Einführung der Stromrichter- und Regelungstechnik in die Industrie. Dazu trug auch sein Buch „Stromrichter" bei, das bereits 1958 im VEB Verlag Technik erschien und vor allem die physikalische Durchdringung des Fachgebiets international wesentlich förderte. Mit der Arbeit „Antriebsregelung von Induktionsmotoren mit Gasentladungsventilen oder magnetischen Verstärkern" habilitierte er sich 1959 und eröffnete damit ein Anwendungsgebiet, das sich ein Vierteljahrhundert auf der Basis neuer Halbleiterbauelemente weltweit durchsetzen sollte. Als mit der Gründung der TH Ilmenau 1959 das Lehrgebiet Elektrowärme an der TH Dresden vakant wurde, übertrug der Rat der Fakultät Elektrotechnik *R. Lappe* zusätzlich die Verantwortung für dieses Fachgebiet, so daß er 1960 zum ordentlichen Professor für Stromrichter und Elektrowärme berufen werden konnte. Inzwischen standen mit der Entwicklung von Leistungsdioden und Thyristoren neue Halbleiterbauelemente zur Verfügung, die eine Umorientierung des gesamten Fachgebietes notwendig machten. *R. Lappe* stellte sich diesen neuen Anforderungen und wirkte bahnbrechend in verschiedenen Gremien des Forschungsrates und der Industrie bei der Einführung der Leistungselektronik in die Volkswirtschaft der DDR. Die steigende Bedeutung der Leistungselektronik für die Automatisierungstechnik wurde bei der Hochschulreform 1968 erkannt und der erste Lehrstuhl Leistungselektronik der DDR an der TU Dresden unter Leitung von *R. Lappe* begründet. Als Stellvertreter des Direktors für Erziehung und Ausbildung wirkte er bis 1970 aktiv am Aufbau der Sektion Elektrotechnik mit. Seine Industrieverbindung erweiterte sich auf den damaligen VEB Halbleiterwerk Stahnsdorf, in dem er Einfluß auf die Entwicklung der ersten Leistungshalbleiter aus der DDR-Produktion nahm. Den steigenden Bedarf an Weiterbildung auf dem neuen Fachgebiet unterstützte er durch Einführung eines postgradualen Studiums „Fachingenieur für Leistungselektronik" und die Herausgabe einer Lehrbriefreihe für das Fernstudium. Ständig war er um die weitere wissenschaftliche Durchdringung des neuen Fachgebietes besorgt, was sich z.B. in der Überarbeitung des Buches „Stromrichter" 1967, der Herausgabe des Buches „Thyristorstromrichter für Antriebsregelung" 1979 und des „VEM-Handbuch Leistungselektronik" (4. Auflage 1987) sowie der Mitarbeit am „Taschenbuch Elektrotechnik" und zahlreichen Veröffentlichungen, überwiegend in der „ELEKTRIE", widerspiegelte. Hervorgehoben werden muß dabei seine ausgezeichnete didaktisch-methodische Herangehensweise bei der Abfassung seiner Publikationen, die das Erkennen der Zielstellung, das Erfassen des physikalischen Inhalts der Problemstellung, die mathematische Beschreibung und Modellierung sowie die ingenieurtechnische Lösung enthalten. Durch seine Leistungen wurde *R. Lappe* international bekannt, vertrat einige Jahre die DDR auf seinem Fachgebiet in der IEC und wurde zu zahlreichen Vortragsreisen und als Gastprofessor in viele Länder eingeladen und konnte dabei auch einen wesentlichen Beitrag zur internationalen Anerkennung der DDR leisten.

Unter Leitung von *R. Lappe* entwickelte sich die Leistungselektronik in Dresden zu einer wissenschaftlichen Schule, die international immer mehr an Ausstrahlung gewann, ausländische Aspiranten anzog und aus der führende Spezialisten und Hochschullehrer in der DDR auf dem Gebiet der Leistungselektronik hervorgingen.

Als die zunehmende Anwendung der Leistungselektronik Probleme der Energiequalität hervorrief, befaßte sich *R. Lappe* verstärkt mit der Netzrückwirkung von Stromrichtern und ihrer Verminderung. Später waren auch Probleme der Zuverlässigkeit und der Meßtechnik seine Arbeitsschwerpunkte.

Auch nach seiner Emeritierung 1978 setzte *R. Lappe* seine fachliche Arbeit fort. 1982 gab er zusammen mit *Fischer* das Buch „Leistungselektronik-Meßtechnik" heraus, in dem seine vielfältigen Erfahrungen in der Meßtechnik ihren Niederschlag fanden.

Mit der Entwicklung einer leistungsfähigen arbeitsplatzbezogenen Rechentechnik begann sich *R. Lappe* intensiv mit der Nutzung von Personal-Computern für die Belange der Leistungselektronik auseinanderzusetzen. Besonders große Verdienste erwarb er sich bei der Erarbeitung des Lehrbuchs „Leistungselektronik" gemeinsam mit seinen Schülern *H. Conrad* und *M. Kronberg*, das 1987 gleichzeitig im VEB Verlag Technik Berlin und im Springer-Verlag Berlin (West) erschien. Das fachliche Wirken von *R. Lappe* war besonders deshalb so erfolgreich, weil es eng mit seiner gesellschaftlichen Tätigkeit als überzeugter Kommunist verbunden war. Sie begann 1941 als Mitglied des kommunistischen Jugendverbandes und 1944 als Mitglied der Kommunistischen Partei Österreichs in England und wurde seit 1948 in den Reihen der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands in zahlreichen Wahlfunktionen, wie Kandidat des ZK der SED, Mitglied der Kreisleitung der SED der TU Dresden, u.a., aktiv fortgesetzt. Mit Gründung der Gesellschaft für Deutsch-Sowjetische Freundschaft war er bis 1954 an der TH Dresden ihr Vorsitzender. Er ist Mitglied des Beirates der Fachzeitschrift „ELEKTRIE". Seine Verdienste und Leistungen wurden mehrfach durch staatliche und gesellschaftliche Auszeichnungen, wie Verdienstmedaille der DDR, Verdienter Techniker des Volkes, Ehrennadel der Gesellschaft für Deutsch-Sowjetische Freundschaft in Gold u.a., gewürdigt.

Fortsetzung auf Seite 165

GTO-Thyristoren: Funktion, Eigenschaften, Einsatzmöglichkeiten und Einsatzprobleme. Teil 1

U. Nicolai; H. Conrad, KDT; Dresden

Mitteilung aus der Hochschul-Industrie-Forschungsgruppe (HIFOG) der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden

Seit fast drei Jahrzehnten werden in der Leistungselektronik als steuerbare Ventile Thyristoren eingesetzt. Vorteile gegenüber anderen steuerbaren Halbleiterbauelementen sind das günstige Durchlaßverhalten und die daraus auch für Elemente mit hohen Sperrspannungen resultierende große Strombe- und Überlastbarkeit.
Ein beim Einsatz von Thyristoren in selbstgelöschten Stromrichterschaltungen bedeutender Nachteil sind die erforderlichen, aufwendigen Löschschaltungen, da ein Ausschalten nur durch Senkung des Hauptstroms unter den Haltestrom möglich ist und der Thyristor während der Schonzeit keine Vorwärtssperrspannung aufnehmen kann.
Seit Anfang der 60er Jahre ist bekannt, daß prinzipiell die Möglichkeit besteht, bei entsprechender Dimensionierung der Thyristorstruktur eine Abschaltbarkeit auch hoher Anodenströme über das Gate zu erreichen. Erste Abschaltthyristoren (GTO-Thyristoren) für Abschaltströme bis 10 A wurden entwickelt.
Inzwischen haben führende Halbleiterhersteller, insbesondere japanische Firmen, die GTO-Entwicklung wesentlich vorangetrieben. Technologien der Mikroelektronik ermöglichen die forcierte Einführung leistungsfähiger GTO.
Der Einsatz von GTO in selbstgelöschten Stromrichtern führt gegenüber konventionellen Lösungen mit Thyristoren u.a. zu den Vorteilen:

— Verringerung der Anzahl aktiver und passiver Leistungsbauelemente, Erhöhung des Wirkungsgrades
— Verkürzung der Mindesttaktdauer, mögliche Steuerbereichs- oder Schaltfrequenzvergrößerung
— Reduzierung elektromagnetisch verursachter Geräusche.

Den Vorteilen des GTO, der in seinen Eigenschaften zwischen dem konventionellen Frequenzthyristor und dem Leistungsschalttransistor einzuordnen ist, stehen spezifische Nachteile und Einsatzprobleme gegenüber, die im vorliegenden Beitrag diskutiert werden sollen. Das läßt eine Abgrenzung von Einsatzgebieten dieser Bauelemente gegenüber denen von Transistoren und konventionellen Thyristoren zu.

Dr.-Ing. *Ulrich Nicolai* ist Entwicklungsingenieur im VEB Mikroelektronik „Karl Liebknecht" Stahnsdorf und Mitglied der HIFOG Leistungselektronik; Dr. sc. techn. *Harry Conrad* ist ordentlicher Professor für Leistungselektronik an der TU Dresden und Leiter der HIFOG.

Fortsetzung von Seite 164

Es kennzeichnet die Persönlichkeit von *R. Lappe*, daß er die fachlichen und freundschaftlichen Verbindungen zu seinen Schülern, die inzwischen in der Industrie und an Hochschulen tätig sind, nie abreißen läßt und an ihrer Entwicklung und ihren Erfolgen teilnimmt. Seine offene und freundliche Art, seine Aufgeschlossenheit für alles Neue tragen dazu bei, daß er überall gern gesehen und sein Rat gefragt ist. Den Sinn für die Schönheit des Lebens und seine Hobbys hat er sich über all die Jahre bewahrt. Seine Erfahrungen ermöglichen es ihm, auftretende Schwierigkeiten nicht überzubewerten, sondern optimistisch zu überwinden.
Wir wünschen dem Jubilar noch viele erfolgreiche Jahre bei bester Gesundheit.

H. Conrad, Dresden

EA 3023

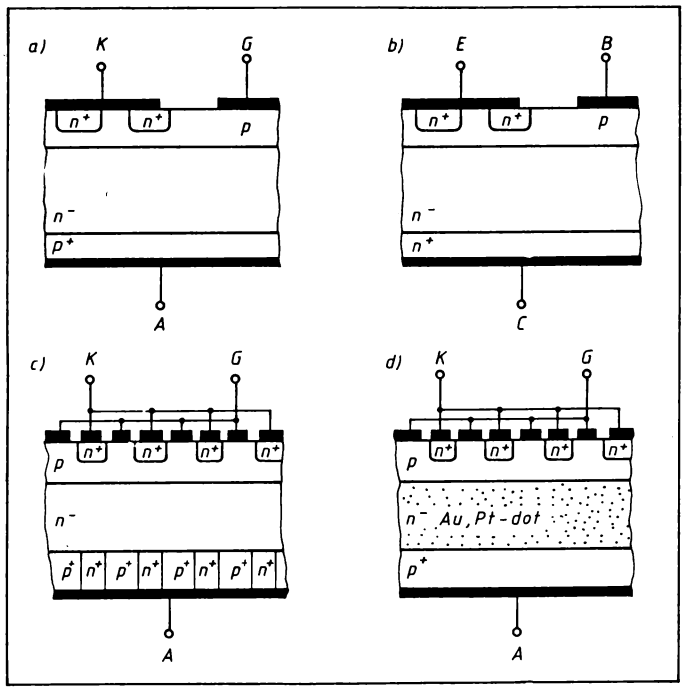


Bild 1. Prinzipieller Aufbau bipolarer Leistungshalbleiter
a) konventioneller Thyristor (Frequenzthyristor);
b) Hochvolt-Leistungsschalttransistor;
c) GTO-Thyristor mit anodenseitigen Emittershorts (asymmetrischer GTO);
d) GTO-Thyristor mit schwermetalldotierter n-Basis (symmetrischer GTO)

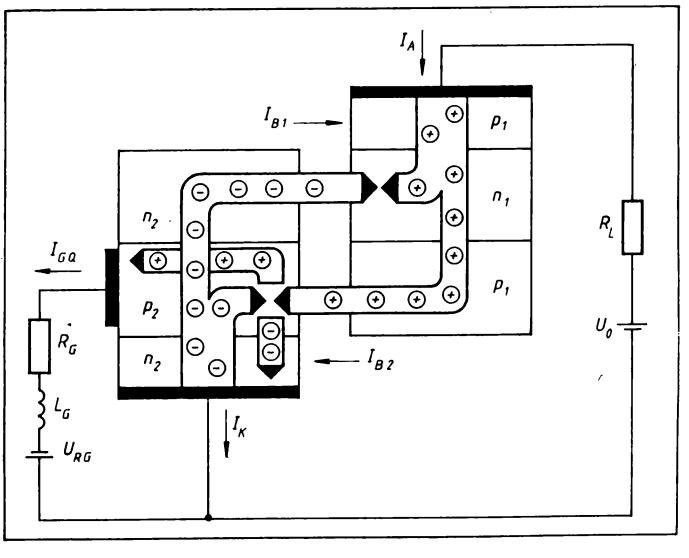
1. Aufbau und Funktion

Bild 1 zeigt zwei prinzipielle Strukturen von GTO-Thyristoren, die in der Praxis einzeln oder kombiniert angewandt werden. Zum Vergleich sind ebenfalls typische Strukturen konventioneller Thyristoren und bipolarer Leistungsschalttransistoren dargestellt. So ähnelt der GTO im lateralen Aufbau einem Transistor; in vertikaler Richtung hat er die Vierschichtstruktur des Thyristors.
Aus der Vierschichtstruktur resultieren grundsätzliche „thyristortypische" Eigenschaften, wie

— im Durchlaßzustand wirksame interne Mitkopplung, d.h. (bei ausreichend hohem Anodenstrom) praktisch keine Abhängigkeit des Durchlaßspannungsabfalls vom Steuerstrom
— relativ hohe Durchlaßstromüberlastbarkeit
— (bei entsprechender Strukturauslegung) mögliche hohe Sperrfähigkeit in beiden Richtungen.

Eine Abschaltbarkeit hoher Ströme über das Gate wird durch strukturelle Besonderheiten gegenüber konventionellen Thyristoren ermöglicht.

Bild 2. Prinzipielle Vorgänge beim Ausschalten eines GTO-Thyristors



Zur Verdeutlichung der Funktion derartiger Bauelemente sollen zunächst die während des Ausschaltens prinzipiell ablaufenden Vorgänge am 2-Transistor-Ersatzschaltbild (Bild 2) diskutiert werden [1] [2] [7] [10].

Die Steuerstromabführung aus der p-Basis des eingeschalteten GTO bewirkt die Vorbeileitung eines Hauptstromteils am Katodenemitter. Bei zunächst unverändertem Anodenstrom sind damit Elektroneninjektion der Katode in die p-Basis und Löcherabfluß über die Katode vermindert.

Ein wachsender Teil des Hauptstroms muß nunmehr statt von zufließenden Elektronen von abfließenden Löchern getragen werden; die im Basisraum gespeicherten Ladungsträger werden paarweise abgeführt.

Unter der Voraussetzung ausreichend großen negativen Steuerstroms führt der Ladungsträgerabbau zum Sperren des GTO-Thyristors.

Zur Realisierung funktionsfähiger Elemente muß der Minoritätsträgerabfluß aus den Basisräumen ausreichend sein, um auch bei hohen Anodenströmen die Mitkopplung im gesamten GTO aufzuheben. Das erfordert spezielle konstruktive und technologische Maßnahmen.

Aus der Thyristor-Zündbedingung kann zunächst formal eine „Ausschaltbedingung"

$$I_A = 0 = I_G \frac{a_2}{a_1 + a_2 - 1}, \tag{1}$$

I_A Anodenstrom
I_G Gatesteuerstrom
a_i Stromverstärkungen (in Basisschaltung) der Teiltransistoren ($i = 1$ pnp-Transistor; $i = 2$ npn-Transistor),

abgeleitet werden.

Eine hohe Abschaltverstärkung

$$V_G = \frac{I_{TQ}}{I_{GQ}} = \frac{a_2}{a_1 + a_2 - 1}, \tag{2}$$

I_{TQ} abzuschaltender Anodenstrom
I_{GQ} negativer Steuerstrom,

bedingt eine Kreisverstärkung ($a_1 + a_2$), die nur wenig größer als 1 ist (geringer Injektionsüberschuß an durch I_{GQ} abzuführenden Löchern) und ein a_2 möglichst nahe 1 (geringer Löcherstromanteil am Hauptstrom).

Hieraus folgt die Notwendigkeit einer kleinen Stromverstärkung a_1. Als Konsequenz ergibt sich eine gegenüber konventionellen Thyristoren verschlechterte innere Mitkopplung im Durchlaßzustand.

Zur Verringerung von a_1 werden zwei Maßnahmen einzeln oder kombiniert angewandt, aus denen die im Bild 1 gezeigten Grundstrukturen resultieren:

— Partielle Shortung des p-Emitters (Stromverstärkungsabsenkung über Verminderung des Emitterwirkungsgrades)

Tafel 1. Wichtige Begriffe und Kurzzeichen beim GTO-Thyristor

Kurzzeichen	Benennung
I_{TQRM}	Periodisch abschaltbarer Durchlaßstrom
I_{TQM}	Nichtperiodisch abschaltbarer Durchlaßstrom
$I_{T(AV)M}$	Dauergrenzstrom
$I_{T(RMS)M}$	maximaler Durchlaßstromeffektivwert
I_{TSM}	Stoßstrommaximalwert
I_{FG}	Vorwärts-Steuerstrom
I_{GT}	oberer Zündstrom
I_{GC}	Dauergatestrom
I_{GM}	Spitzensteuerstrom (notwendige Einschaltüberhöhung von I_{FG} für die Zeit t_{GM}
I_{RG}	Rückwärts-Steuerstrom
I_{GQ}	Mindestabschaltstrom (Scheitelwert von I_{RG} bei Abschaltung eines Anodenstroms I_{TQ})
I_t	Schweifstrom
U_{DRM}, U_{RRM}	Vorwärts-, Rückwärtsspitzensperrspannung
U_{RGM}	Rückwärts-Spitzensteuerspannung
$(di/dt)_{cr}$	Kritische Anstiegssteilheit des Anodenstroms i_T
$(du/dt)_{cr}$	kritische Anstiegssteilheit der Anorden-Katoden-Spannung u_T
t_{gd}	Zündverzugszeit
t_{fu}	Durchschaltzeit
t_{dq}, t_s	Ausschaltverzugszeit, Speicherzeit
t_{fq}	Stromfallzeit
t_{gq}	Ausschaltzeit
t_{tq}	Schweifzeit
$T_{on\,min}$	Mindesteinschaltdauer
$T_{off\,min}$	Mindestausschaltdauer
V_G	Abschaltverstärkung I_{TQ}/I_{GQ}

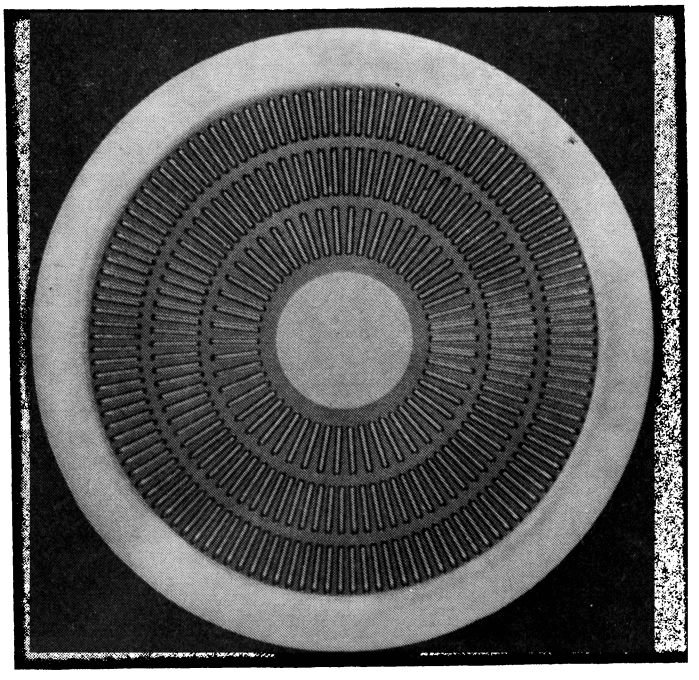


Bild 3. Emitterstruktur eines GTO [4]

— Schwermetalldotierung oder Protonenbestrahlung der n-Basis (durch zusätzliche Rekombinationszentren verkürzte Trägerlebensdauer in der n-Basis/Stromverstärkungsabsenkung über Verringerung des Basistransportfaktors).

Geshortete GTO sind nicht rückwärts(hoch)sperrfähig und haben erhöhten Zündstrombedarf. Vorteile sind die gegenüber konventionellen Thyristoren kleinere du/dt-Empfindlichkeit im ausgeschalteten Zustand sowie der nur geringfügig gegenüber konventionellen Thyristoren erhöhte Durchlaßspannungsabfall. GTO-Thyristoren mit schwermetalldotierter n-Basis haben hohe Rückwärtssperrfähigkeit und gutes Einschaltverhalten. Nachteilig sind der vergleichsweise hohe Durchlaßspannungsabfall, eine stärkere Temperaturabhängigkeit der Parameter, relativ schlechtes Ausschaltverhalten und niedrigere du/dt-Grenzwerte.

Aufgrund der Rückwärtssperrfähigkeit bestehen Einsatzmöglichkeiten auch in sperrspannungsbehafteten Schaltungen wie stromgespeiste Wechselrichter.

In Tafel 1 sind wichtige, für GTO-Thyristoren angewandte Begriffe und Kurzzeichen zusammengefaßt, auf die in den folgenden Abschnitten zurückgegriffen wird.

Der aus [3] entnommene prinzipielle Zusammenhang

$$I_{TQ} \sim V_G \, U_{GK}/R_{BB} \tag{3}$$

spiegelt weitere wesentliche Forderungen an den Aufbau eines GTO wider:

— hohe Durchbruchspannung $U_{(BR)GK}$ der Gate-Katoden-Sperrschicht zur Erzeugung eines ausreichend großen elektrischen Feldes, über das die Ladungsträger abgesaugt werden
— niedriger Bahnwiderstand R_{BB} der p-Basiszone — neben der Höhe des Gateausräumstroms werden hierdurch Reichweite und Homogenität des Ausschaltvorgangs bestimmt.

Ein geringer Basiswiderstand R_{BB} kann nur durch enge Verschachtelung von Gate- und Katodenfläche erzielt werden; deshalb haben GTO gegenüber konventionellen Thyristoren eine wesentlich feinere Strukturierung des n-Emitters, was im Zusammenhang mit der großen Chipfläche leistungsfähiger Elemente nicht unerhebliche Herstellungsprobleme aufwirft. Bild 3 zeigt die Struktur des Katodenemitters eines 600-A/2500-V-GTO. Bild 4 verdeutlicht den lateralen Verlauf eines gategesteuerten Ausschaltvorgangs.

Nach dem Einschalten des negativen Steuerstroms I_{RG} wird während der Speicherzeit t_S bei zunächst unverändertem Anodenstrom der stromführende Kanal von beiden Seiten jedes Emitterfingers abgeschnürt.

Die Geschwindigkeit v der Kanalabschnürung ist über das Ladungsgleichgewicht der Minoritätsträger in der p-Basis ableitbar [5].

$$v = -\frac{I_{RG}}{e\,n\,w\,L} + \frac{D_n}{L_n} \tag{4}$$

I_{RG} Rückwärtssteuerstrom
w p-Basisweite
L Länge eines n-Emitterfingers
D_n Diffusionskonstante der Elektronen
L_n Diffusionslänge (Elektronen, p-Basis)

und damit sowohl von Material- und Strukturparametern als auch von Rückwärtssteuerstrom und Durchlaßstrom abhängig.
Aufgrund der bis auf Werte von 10000 A/cm² anwachsenden Emitterstromdichte steigt bereits während der Speicherzeit der Durchlaßspannungsabfall an.
Hat die Breite des Stromkanals bis unter $2L_n$ abgenommen, sind Ladungsträgerkonzentration und -injektion des n-Emitters so weit abgesunken, daß der Anodenstrom abfallen kann (t_1). Die Sperrschicht S2 nimmt hierbeit eine ständig wachsende Spannung auf, wobei der zeitliche Verlauf der Anoden-Katoden-Spannung praktisch durch den externen Stromkreis bestimmt wird (z.B. Kommutierung des Anodenstroms auf einen parallelgeschalteten Kondensator, der die Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung begrenzt).
Durch diese äußere Begrenzung wird ein rasches Wachstum der Raumladungszonen unmöglich, weshalb es zum weitgehenden Versiegen der Basis- und Emitterströme kommt. Während des Anodenstromabfalls nimmt auch S3 Sperrspannung (U_{RG}) auf.
Auch nach dem Steilabfall des Anodenstroms (t_2) sind in den Basiszonen noch Überschußladungsträger vorhanden. Die relativ kleine in der p-Basis verbliebene Speicherladung wird zum großen Teil durch den Sperrerholstrom von S3 abgeführt, die erhebliche Restladung in der n-Basis muß durch Rekombination und durch Absaugen vom elektrischen Feld des gesperrten pn-Übergangs S2 abgebaut werden. Hierbei werden die entsprechenden positiven Ladungsträger zur p-Basis transportiert und von dort mit I_{RG} abgeführt, während die zurückgebliebenen Elektronen zur Anode fließen. Dort bewirken sie eine Löcherinjektion des p-Emitters. Diese Löcher fließen gleichfalls über S2 zum Gate; es kommt zu einer Anoden-Gate-Nachstromphase (Schweifzeit $t_2 \cdots t_3$) [2] [5].

2. Eigenschaften

2.1. Statisches Verhalten

Analog zum konventionellen Thyristor enthält das Ausgangskennlinienfeld eines GTO Rückwärtssperr-, Vorwärtssperr- und Durchlaßbereich (Bild 5), wobei die Sperrspannung geshorteter Elemente bei 10 bis 20 V liegt.
GTO mit schwermetalldotierter n-Basis werden international in unterschiedlichen Zuordnungen Vorwärts- zu Rückwärtssperrspannung angeboten, z.B. von etwa 1:13 über 1:5 bis 1:2 (unsymmetrische Typen) bis 1:1 (symmetrische Typen) [6]. Die in den Datenblättern ausgewiesenen Werte der Vorwärts-Spitzensperrspannung U_{DRM} beziehen sich ausnahmslos auf durch negative Steuerspannung oder niederohmsche Gate-Katoden-Abschlußwiderstand gesperrte Gate-Katoden-Übergänge, während bei konventionellen Thyristoren U_{DRM} für $I_G = 0$, d.h. offenen Gateanschluß, garantiert wird.
Im Durchlaßzustand verursacht der aus der herabgesetzten GTO-Kreisverstärkung resultierende hohe Einraststrom (10 bis 20% des Nennstroms gegenüber wenigen mA bei konventionellen Thyristoren) einen ausgeprägten Bereich der Transistorfunktion (Bild 5).
Während im Hochstrombereich echtes Thyristorverhalten gegeben ist, besteht außerdem bei nur wenig den Einrastpunkt überschreitenden Anodenströmen eine im Bild 5 angedeutete Abhängigkeit des Durchlaßspannungsabfalls vom Gatestrom.
Bild 6 zeigt das gemessene Ausgangskennlinienfeld eines 25-A-GTO BTV 58/1000R. Bei diesem „transistorartig", d.h. mit sehr schwacher interner Mitkopplung ausgelegtem Bauelement, ist das beschriebene Verhalten besonders stark ausgeprägt.
Derartige GTO haben sehr kurze Schaltzeiten, jedoch im allgemeinen schlechtes Durchlaßverhalten und bieten gegenüber Transistoren gleicher Strombelastbarkeit nur in Sonderanwendungen mit sehr hoher Spannungsbeanspruchung sowie geringer Ausschaltbelastung Vorteile. Aus diesem Grund haben solche GTO keine nennenswerte praktische Bedeutung erlangt. Entwicklungsschwerpunkt sind heute Elemente mit „thyristorartigen" Eigenschaften für hohe Ströme und Spannungen.
Bild 7 zeigt die Durchlaßkennlinie eines „thyristorartigen" GTO des Typs 160PFT 120A der Firma International Rectifier für 160 A Dauergrenzstrom, 600 A maximal abschaltbaren Strom und 1200 V Vorwärts-Spitzensperrspannung. Zum Vergleich ist außerdem eine Ausgangskennlinie des Bipolartransistors SQD 300 H100

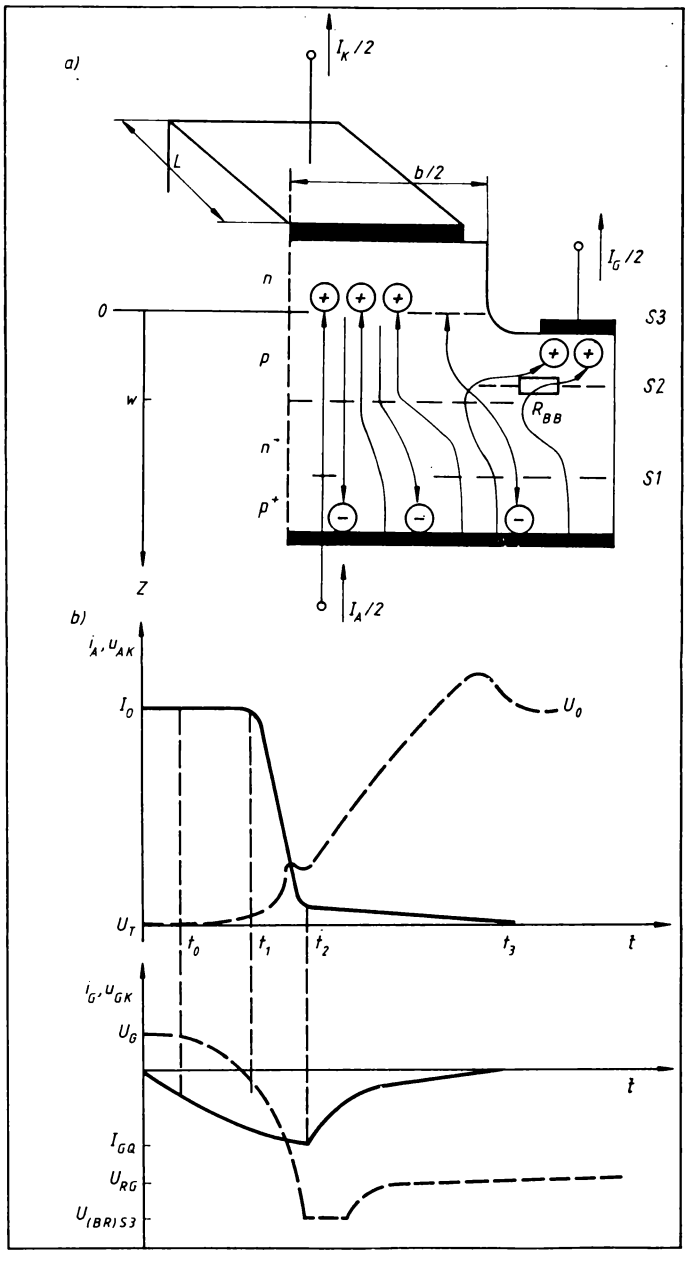
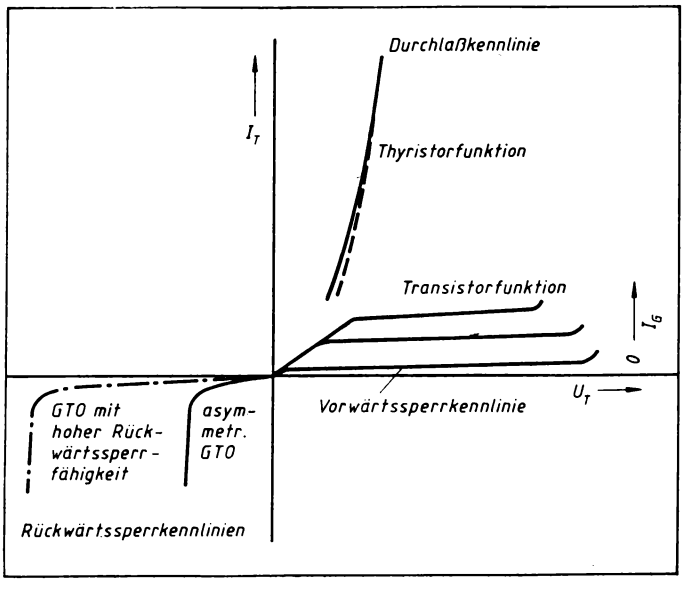


Bild 4. Gategesteuerter Ausschaltvorgang im GTO-Thyristor [5]
a) Stromkomponenten
b) prinzipielle Strom- und Spannungsverläufe
$t_0 \cdots t_1$ Speicherzeit t_S
$t_1 \cdots t_2$ Anodenstromfallzeit t_{fQ}
$t_2 \cdots t_3$ Schweifzeit t_{tQ}

Bild 5. Prinzipielle Ausgangskennlinien von GTO-Thyristoren



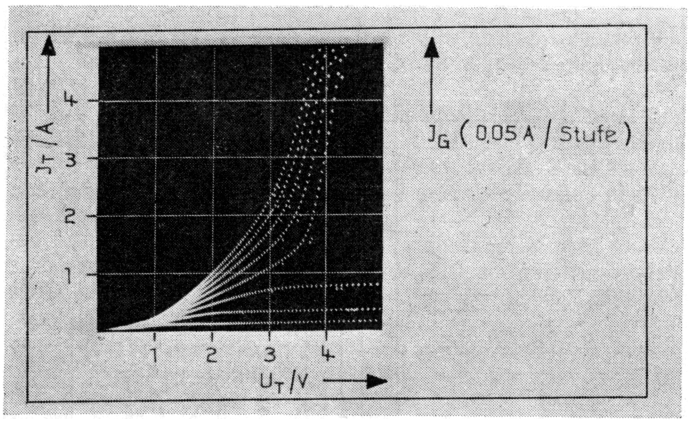


Bild 6. Ausgangskennlinienfeld eines GTO BTV 58/1000 R

(Fa. SANREX) mit einer maximalen Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CEX} = 1000$ V und den Kollektorstromgrenzwerten $I_{CM} = 600$ A, $I_{Csat} = 300$ A dargestellt.

Trotz niedrigerem, lediglich zur Beherrschung der Einrastproblematik eingespeisten Steuerstrom hat der GTO im gesamten Kennlinienbereich gegenüber dem Transistor geringeren Durchlaßspannungsabfall. Besonders deutlich wird das bei hohen Strömen; hier entsättigt sich der Transistor beim angegebenen Basisstrom bereits. Ursache ist der bekannte Stromverstärkungsabfall im Hochstrombereich, der beim GTO durch die interne Mitkopplung zwischen den Transistorsystemen überdeckt wird. Da die für hohe Vorwärtssperrspannungsfestigkeit notwendige große Breite w_n der niedrigdotierten Zone (n^-)

$$B \sim A_E / w_n^2 I_c \qquad (5)$$

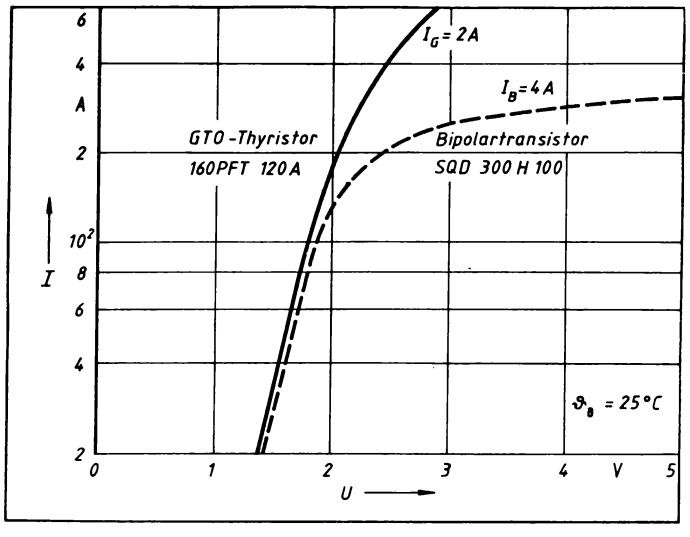
[8] quadratisch zur Verminderung der Stromverstärkung B beiträgt und eine beliebige Steigerung der Emitterfläche A_E ($\sim$ Chipfläche) unmöglich ist, sind aus heutiger Sicht bipolare Leistungsschalttransistoren nur bis zu Spannungen U_{CEX} von etwa 1200 bis 1500 V sinnvoll dimensionierbar.

Damit ergibt sich zunächst der oberhalb dieser Grenze liegende Spannungsbereich als Einsatzschwerpunkt für GTO-Thyristoren. Im Bereich bis etwa 1200 V (gleichgerichtete 220-V/380-V-Netze) bleibt als Vorteil gegenüber Transistoren eine höhere mögliche Durchlaßstromdichte, d.h. ein geringerer Chipflächenaufwand. Vor allem jedoch wegen der im folgenden Abschnit diskutierten Nachteile bezüglich der Schaltbelastbarkeit und ihrer komplizierteren Ansteuerung konnten sich GTO im genannten Bereich nicht gegenüber Transistoren durchsetzen.

2.2. Schaltverhalten und Schaltbelastbarkeit

Bild 8a) zeigt prinzipielle Strom- und Spannungsverläufe beim Ein- und Ausschalten eines GTO am Beispiel des Elements 160 PFT.

Bild 7. Durchlaßkennlinien eines GTO 160PFT und eines Bipolartransistors SQD 300 H100 [18] [21]



Die im Bild 8b) dargestellten zugehörigen Steuersignalverläufe sollen in Abschn. 3. (siehe Teil 2) diskutiert werden.

Nach Ablauf der Zündverzugszeit t_{gd} erfolgt der Anstieg des Anodenstroms di_T/dt.

Da die Zündausbreitung — von den Kontaktierungsflächen ausgehend — mit endlicher Geschwindigkeit erfolgt (nach [1] etwa 0,1 mm/µs), ist wie beim konventionellen Thyristor die Anfangsstromtragfähigkeit begrenzt.

Aufgrund der gegenüber konventionellen Thyristoren wesentlich feineren Gate-Katoden-Struktur, aus der große Primärzündflächen resultieren, sind für GTO vergleichsweise hohe Stromanstiegsgeschwindigkeiten di_T/dt zwischen 200 und 500 A/µs zulässig. In vielen Fällen reichen deshalb parasitäre Induktivitäten im Lastkreis zur Stromanstiegsbegrenzung aus.

Von verschiedenen GTO-Herstellern wird zusätzlich ein höchstzulässiger periodischer Einschaltstrom für unbegrenzte Stromanstiegsgeschwindigkeit (z.B. 0,33 I_{TQRM} für $f \leqq 2{,}5$ kHz, [9]) angegeben, der die Grundlage zur Dimensionierung des Entladewiderstandes einer *RC*- oder *RCD*-Beschaltung für die Ausschaltentlastung ist.

Als Folge der endlichen Zündausbreitungszeit ist — wie auch bei konventionellen Thyristoren — im Anfangszeitbereich des Durchlaßzustandes eine dynamische Durchlaßspannungsüberhöhung gegenüber dem statischen Endwert vorhanden, die jedoch geringer als beispielsweise die dynamische Sättigungsphase bei Bipolartransistoren ausgeprägt ist.

Das Einschalten durch Überschreiten der Nullkippspannung $U_{(BO)O}$ oder der kritischen Spannungssteilheit $(du/dt)_{cr}$ ist für GTOs im allgemeinen unzulässig; die du/dt_{cr}-Grenzwerte liegen jedoch mit 1 kV/µs bis 10 kV/µs über denen vergleichbarer Frequenzthyristoren.

Während die Parameter für offenen Gateanschluß garantiert werden, beziehen sich derartige Angaben bei GTO auf die für U_{DRM} vorausgesetzten Ansteuerbedingungen, d.h. negative Gate-Katoden-Spannung oder niederohmscher Gate-Katoden-Abschlußwiderstand.

Da aus der relativ hohen Stromverstärkung a_2 im GTO ein bedeutender Einfluß der Avalancheinjektion auf das Vorwärtssperrverhalten resultiert, besteht eine starke Abhängigkeit des du/dt_{cr} von den Ansteuerbedingungen. Am Beispiel des 160PFT verdeutlicht Bild 9 diese Zusammenhänge.

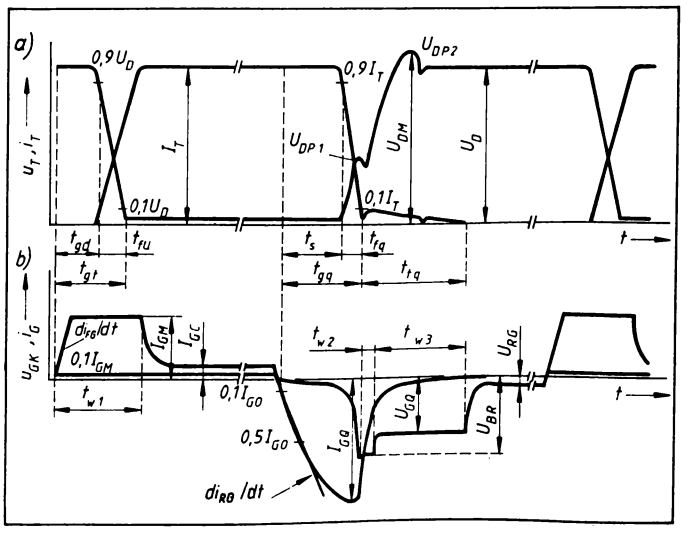
Das Ausschalten eines GTO kann prinzipiell auch in gleicher Weise wie bei konventionellen Thyristoren erfolgen.

An dieser Stelle soll lediglich auf den gategesteuerten Abschaltvorgang eingegangen werden, der durch Einprägung eines Rückwärtssteuerstroms eingeleitet wird.

Bereits im Abschn. 1. erfolgte die Beschreibung des Ausschaltmechanismus und des daraus resultierenden Anodenstromverlaufs

Bild 8. Strom- und Spannungsverläufe an einem GTO-Thyristor [18]
a) Anodenstrom i_T und Anoden-Katoden-Spannung u_T;
b) Gatestrom i_G und Gate-Katoden-Spannung u_{GK}

$I_{GM} \geqq 8{,}5$ A
$di_{FG}/dt \geqq 5$ A/µs
$I_{GC} \geqq 1{,}7$ A
$t_{w1} \leqq 10$ µs
$I_{GQ} \geqq I_{TGQ}/5$
$di_{RG}/dt > 20$ A/µs
$U_{GQ} = 12$ bis 18 V
$U_{RG} = 2$ bis 18 V
$t_{w2} \leqq 5$ µs
$t_{w3} \leqq 25$ µs
$t_{w2} + t_{w3} \geqq 30$ µs



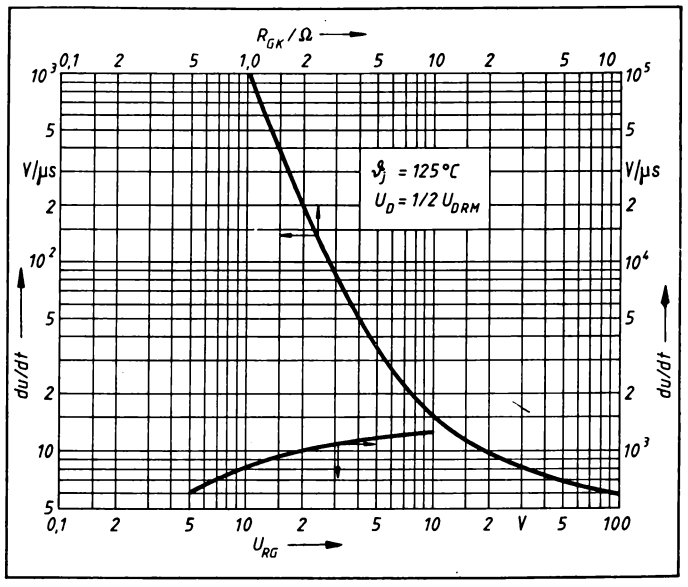


Bild 9. Einfluß der Ansteuerbedingungen auf die kritische Spannungssteilheit eines GTO 160 PFT [18]

mit steilem Stromabfall t_{fq} und ausgeprägter Nachstromphase t_{tq} (Bild 8).

Da beim GTO-Thyristor mit Anode und Katode zwei injektionsfähige Emitter vorhanden sind, kann bei großen Anodenstromdichten keine Ausbildung einer dynamischen Sperrschicht erfolgen, die z. B. in Transistoren kurzzeitig eine hohe Spannung aufnimmt. Der GTO ist deshalb prinzipiell nicht in der Lage, aktiv z. B. eine induktive Last ohne weiteres auszuschalten; er kann unter den vorliegenden Bedingungen nicht löschen. Damit muß zum Ausschalten eine Zwischenkommutierung des Laststroms, z. B. auf einen kapazitiven Nebenschluß, erfolgen.

Zusätzlich besteht die Gefahr irreversibler Sekundärdurchbrüche beim Ausschalten, da der lateral unter dem n-Emitter fließende hohe Gateausräumstrom am Bahnwiderstand der p-Basis einen Spannungsabfall verursacht (Bild 4), aus dem Stromkonzentrationen in den Emitterzentren resultieren.

Die zulässige Spannungssteilheit während des Ausschaltens ist bei derzeit gefertigten GTO deshalb (abschaltstromabhängig) auf Werte zwischen 100 V/µs und 1000 V/µs begrenzt.

Im Abschn. 4. (siehe Teil 3) sollen mit notwendigen Beschaltungsmaßnahmen verbundene Probleme detaillierter betrachtet werden, aus denen sich u. a. der aus Bild 8 ersichtliche Verlauf der Thyristorspannung ergibt.

Aus Bilanz und Verteilung der Schaltverluste im Inneren (großflächiger) GTO-Thyristoren resultieren herstellerseitige Festlegungen für Mindestein- und Ausschaltdauer. Diese Zeitkonstanten im Bereich um 10 bis 30 µs schränken die Steuerbereiche ein und komplizieren aktive Schutzmaßnahmen, wobei zusätzlich die von Beschaltungen verursachten Zeitkonstanten zu berücksichtigen sind.

(Wird fortgesetzt)

Literatur

[1] *Bösterling, W.; Ludwig, H.; Schimmer, R.; Tscharn, M.:* Praxis mit dem GTO. Elektrotechnik 64 (1982) 24, S. 16–21; 65 (1983) 4, S. 14–17

[2] *Peppel, M.:* Eigenschaften und Anwendung abschaltbarer Thyristoren. Dissertation. TH Darmstadt 1984

[3] *Adler, M. S.; Owyang, K. W.; Baliga, B. J.; Kokosa, R. A.:* The Evolution of power device technology. IEEE Trans. on ED 31 (1984) 11, S. 1570–1591

[4] Mitsubishi: GTO-Thyristors 1984

[5] *Bechteler, M.:* The Gate-turn-off-Thyristor (GTO). Siemens Forsch.- und Entwickl.-Ber. Bd. 14 (1985) 2, S. 39–44

[6] Toshiba: GTO-Thyristors 1986

[7] *Marquardt, R.:* Untersuchungen von Stromrichterschaltungen mit GTO-Thyristoren. Dissertation. Universität Hannover 1982

[8] *Mittenentzwei, H. W.:* Konstruktion und Eigenschaften hochsperrender Si-Leistungsschalttransistoren. radio fernsehen elektronik, Berlin 34 (1985) 9, S. 560–563

[9] AEG: Abschaltthyristoren. Datenbuch 1986

[10] *Stein, E.:* Elektrische Modelle von Leistungshalbleitern für den Entwurf von Stromrichterstellgliedern. Dissertation. TH Kaiserslautern 1984

EA 5971

Universelle Informationseinrichtung für einfache netzgelöschte Stromrichter auf der Basis des 8-bit-Einchip-Mikrorechners U 882

H. Güldner; F. Dahms; Dresden

Herrn Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. *R. Lappe* zum 75. Geburtstag

Netzgelöschte Stromrichter haben sich seit vielen Jahren in den unterschiedlichsten Anwendungen weltweit bewährt. Die Schaltungskonzepte des Leistungsteils sind bis zum heutigen Tage unverändert geblieben, auch wenn durch die Verbesserung der Kenndaten konventioneller Thyristoren eine Erhöhung der Ventilleistung oder durch veränderte Bauformen (Module) das Volumen/Masse-Leistungsverhältnis spürbar beeinflußt werden konnte. Selbst wenn man davon ausgeht, daß in Zukunft durch Nutzung von abschaltbaren leistungselektronischen Bauelementen, z. B. GTO-Thyristoren, auch in netzgelöschten Schaltungen bzw. Schaltungskombinationen die störenden Einflüsse auf das speisende Netz minimiert werden könnten, ist die volkswirtschaftliche Bedeutung der heutigen netzgelöschten Stromrichtertechnik auch in den nächsten Jahren unumstritten. Somit liegt der Schwerpunkt bezüglich der Erhöhung der Gebrauchswerteigenschaften der netzgelöschten Stromrichter auf dem Gebiet der Informationseinrichtung. Der Einsatz von Mikrorechnern schafft die Voraussetzung für eine durchgängige digitale Signalverarbeitung [1] [2] [3] [7].

1. Grundkonzept

Grundidee der Arbeiten war, für einfache Stromrichter, die aber aus Herstellersicht hohe Produktionsstückzahlen haben, die Variante einer digital arbeitenden Informationseinrichtung (IE) zu schaffen, die den Einchipmikrorechner EMR U882 ··· U884 verwendet und für alle netzgelöschten Stromrichter einsetzbar ist, d. h. für Zweipuls- bzw. Sechspuls-Schaltungen ebenso wie für Wechsel- und Drehstromsteller mit unterschiedlichen Lasten. Hieraus leitet sich sofort die Forderung ab, benötigte Grundfunktionen so allgemein zu realisieren, daß damit auch alle möglichen Anwendungen überdeckt werden können. Dabei muß das Ziel sein, die Grundfunktionen durch solche Algorithmen zu erfüllen, die den physikalisch-technischen Grenzen nahe kommen bzw. diese erreichen. Läßt sich diese Zielstellung realisieren, kann die dafür benötigte Software in Form einer ROM-Variante zum EMR oder auch als Maskenvariante des EMR selbst „festgeschrieben" werden. Selbstverständlich muß die Möglichkeit erhalten bleiben, Parameter, die durch die unterschiedlichen Lasten oder durch ein zu realisierendes Steuerregime vorgegeben werden, frei einzustellen. Eine nach diesen Überlegungen geschaffene IE muß im Vergleich mit den ausgereiften analog arbeitenden Varianten ebenso gesehen werden wie auch der Weg höher integrierte Prozessoren und Peripherieschaltkreise (z. B. 16-bit-Prozessoren, CIO-Schaltkreise usw.) einzusetzen. Dabei müssen allerdings neben der rein technischen Seite auch Gesichtspunkte wie

— notwendiger Aufwand für die Fertigung, Prüfung und den Service
— Verfügbarkeit der benötigten Bauelemente auf längere Sicht
— Anteil der Kosten der IE an den Gesamtkosten des Stromrichtergerätes
— internationaler Stand und Trend

beachtet werden.

Während für anspruchsvolle Drehstromantriebe der Einsatz der 16-bit-Technik in der IE unbestritten und eine Unifizierung auch für Gleichstromantriebe höheren Niveaus möglich und sinnvoll ist, sollen nachfolgende Ausführungen zur Objektivierung der Möglichkeiten, aber auch der Grenzen des 8-bit-EMR für den genannten

Dr. sc. techn. *Henry Güldner* ist Dozent und Dipl.-Ing. *Frank Dahms* ist Forschungsstudent am Lehrstuhl Leistungselektronik der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden.

Einsatz beitragen. Die Ableitung der Forderungen an die IE der netzgelöschten Stromrichter erfolgt deshalb am Beispiel des Gleichstromantriebs, weil dieser Anwendungsfall die höchsten Anforderungen stellt und auch alle Grundfunktionen erfordert, die für andere Einsatzfälle notwendig sind. Selbstverständlich sind für die Netzsynchronisation besondere Überlegungen notwendig, um die eingangs formulierte Zielstellung der Universalität bezüglich Ein- und Dreiphasenanschluß sowie der Ansteuerung auch von Drehstromstellern ohne zusätzlichen Hardwareaufwand zu ermöglichen (Synchronisationszeitpunkte, Verschiebebereich).
Weiterhin muß beachtet werden, daß durch die Notwendigkeit, auf 50- und 60-Hz-Netze synchronisieren zu müssen, die Abtastperiode des Stromregelkreises bei Nutzung der dynamisch besten Variante, der 60-Grad-Synchronisation, nur etwa 2,7 ms beträgt. Dieser Umstand verschärft die Forderung nach kurzen Programmlaufzeiten.

2. Hardware

Bild 1 zeigt die Grundstruktur der IE sowie das Zusammenwirken mit einem kreisstromfreien Umkehrstromrichter in B6-Schaltung. Die Ansteuerung eines Feldstromrichters zur Drehzahlstellung im Feldschwächebereich ist mit demselben EMR nicht möglich. Bei Speisung von Anker- und Feldwicklung aus demselben Netz ließe sich auch bei unterschiedlichen GR-Schaltungen wohl das Synchronisationsprogramm gemeinsam nutzen, doch die Zündverzögerung könnte mangels eines dritten CTC-Kanals nicht realisiert werden. Die begrenzte Rechenzeit und der nichtlineare Charakter des Feldstromregelkreises sind weitere Gründe, mit konstanter Erregung zu arbeiten.
Den Kern der IE bildet der EMR [4], wobei die Verbindung zur Rechnerperipherie mit Hilfe eines gemultiplexten Adreß- und Datenbusses unter Nutzung des Steuersignalspiels ($\overline{AS}$, $\overline{DS}$, R/$\overline{W}$) hergestellt wird.
Die Datenrichtung der Bustreiber ist durch deren Beschaltung festgelegt. Als Eingang fungieren die zwei ADU-Treiber. Weiterhin werden Komperatorsignale der Leiter-Erde-Spannungen zwecks Netzsynchronisation über einen Puffer eingelesen. Um die 10-bit-Auflösung des verwendeten ADU C 571 nutzen zu können, ist es bei einer Datenbusbreite von 8 bit notwendig, eine quasi parallele Datenübernahme zu gewährleisten. Dazu sind die jeweils zwei höchstwertigsten Bitleistungen beider ADU auf unbenutzte Dateneingänge des Komperatorpuffers geschaltet. Da die Bytes nur seriell gelesen werden können, muß durch Interuptsperrung das Takten der ADU während der Datenübernahme verhindert werden. Für die alphanumerische Anzeige der Istwerte von Regelgrößen sowie zur Ausgabe von Fehlermeldungen und Betriebszustandswerten ist eine achtstellige Siebensegmentanzeige vorhanden.
Die Interrupteingänge des EMR sind wie folgt belegt:

— P30 (IRQ 3)
Maximalstromkomperator für Schutzzwecke

— P31 (IRQ 2)
Stromnullkomperator zum Erkennen des Lückbetriebes

— P32 (IRQ 0)
Anforderungssignal (DAV) des Datensenders (z. B. EMR II bei paralleler Rechnerkopplung) im Handshakebetrieb

— P33 (IRQ 1)
Netzinterruptsignal zwecks Synchronisation, abgeleitet von jedem zweiten Spannungsnulldurchgang der Phase L1.

IRQ 4 und 5 sind an die Zeitgebersignale gebunden und werden für Synchronisation (CTCO) und Zündverzögerung (CTC 1) benutzt. Wenn die von seiten der Anwender heute oft gewünschte serielle Schnittstelle zu einem übergeordneten Rechnersystem realisiert werden soll (z. B. Sollwertvorgabe über größere Leitungslängen), ist ein zweiter EMR notwendig, weil die CTC-Kanäle der ersten EMR für Synchronisation und Verzögerung genutzt werden. In diesem Fall können dem zweiten EMR weitere Funktionen übertragen werden, wobei durch die Definition eines separaten Steuerwortes eine sonst benötigte Tastaturumschaltung entfällt. Um der Aufgabenstellung nach einer ökonomischen ROM-Masken-Variante zu entsprechen, sollten beide EMR gleiche Programmspeicher haben. Die Identifikation des gültigen Programms kann durch Beschaltungen erfolgen, die durch das Initialisierungsprogramm getestet werden. Beide EMR werden über Port 0 miteinander gekoppelt, wobei für den unidirektionalen asynchronen Datenverkehr das Handshakeverfahren angewendet wird. Dieses Port kann so konfiguriert werden, da 8 bit für die Adressierung der Rechnerperipherie ausreichend sind.

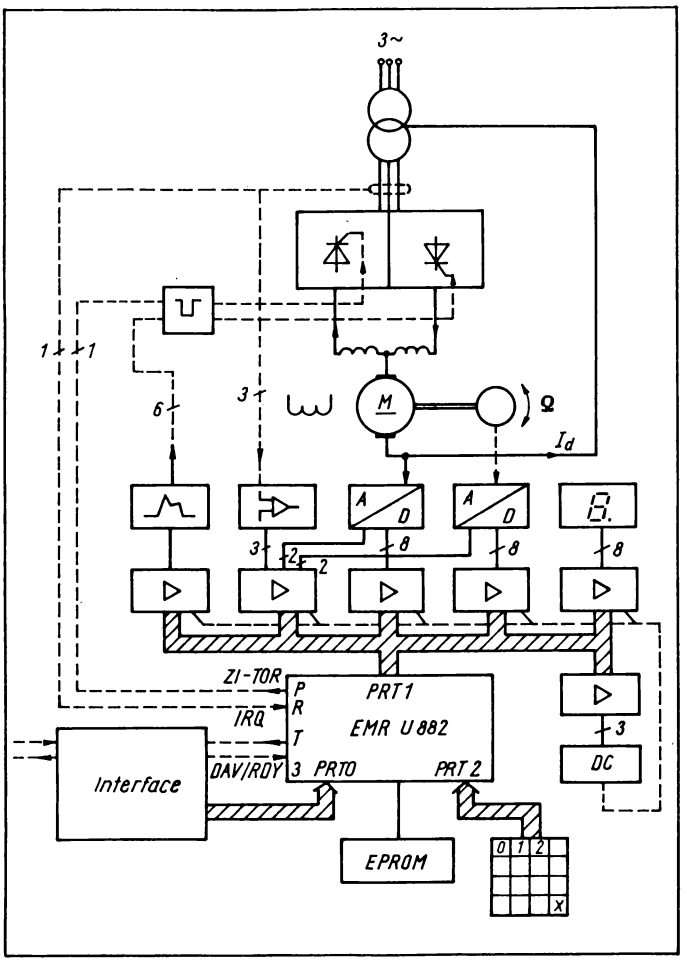


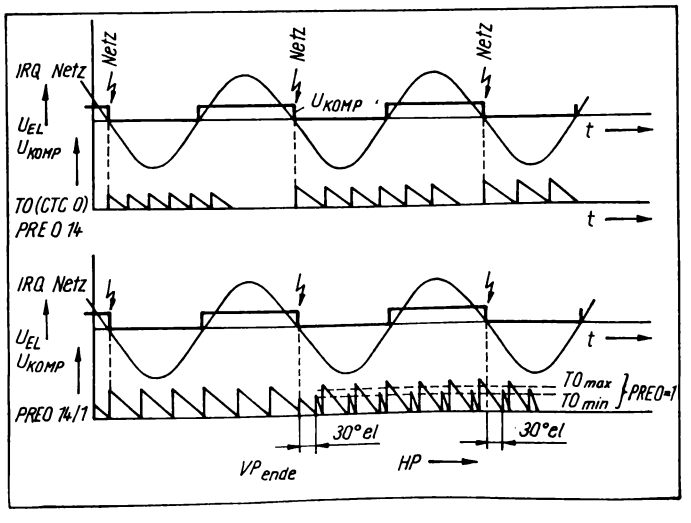
Bild 1. Blockschaltbild der Informationseinrichtung (Ein-EMR-Variante)

3. Software

3.1. Phasenzahl- und Phasenfolgeerkennung

Für die Erkennung der Phasenzahl (Schaltung) und -folge müssen die von den Phasen L1, L2 und L3 abgeleiteten Komperatorsignale ausgewertet werden. Da die Schaltungen unterschiedliche natürliche Kommutierungszeitpunkte haben, die Synchronisationsfrequenz aber dieselbe Phasenlage zur Netzfrequenz hat, sind bei der Zündverzögerung rechnerinterne Korrekturmaßnahmen notwendig. Für die Phasenfolgeerkennung genügen die Komperatorsignale zweier Phasen. Ausgehend von dem selben Zeitintervall, in dem auch die Phasenzahl erkannt wird, erfolgt eine Überwachung des Polaritätswechsels der Phase L1. Die dann gelesene Polarität von L2 ist eine ausreichende Information zur Bestimmung der Drehrichtung. Ist

Bild 2. PLL-Einschwingvorgang mit Vorteilerumschaltung



Tafel 1. Relationen zwischen Sollwert (S), Istwert der Phase im n-ten [TO (n)] und (n − 1)-ten Abtastschritt

(1)	TO (n) > S ∧ TO (n−1) > TO (n) → TO = TO
(2)	TO (n) > S ∧ TO (n−1) ≦ TO (n) → TO = TO − 1
(3)	TO (n) < S ∧ TO (n−1) < TO (n) → TO = TO
(4)	TO (n) < S ∧ TO (n−1) > TO (n) → TO = TO + 1
(5)	TO (n) = S ∧ TO (n−1) = TO (n) → TO = TO
(6)	TO (n) = S ∧ TO (n−1) < TO (n) → TO = TO − 1
(7)	TO (n) = S ∧ TO (n−1) > TO (n) → TO = TO + 1

L2 noch negativ, so wird die Phasenfolge L1-L2-L3 erkannt und umgekehrt. Im Ergebnis dessen erfolgt die Speicherung der gültigen Zündmuster und der Vorzeichenkombination der Leiter-Erde-Spannungen für die Phasenausfallerkennung. Wegen der notwendigen Zündwinkelreduktion bei Verwendung nur eines CTC-Kanals für die Zündverzögerung und des möglichen α-Bereiches (0 bis 210°) werden neun Zündmuster in aufeinanderfolgende Register geladen, obwohl der Zustandsgraph nur sechs Knoten hat. Für das Auslesen des gültigen Musters bietet sich so Index-Adressierung an. Das jeweils gesetzte Bit D7 in allen Datenbytes wird zur zündsynchronen Taktung der ADU genutzt.

3.2. Synchronisation

Besondere Anforderungen sind auch bei einfachen Stromrichtern hinsichtlich der Netzsynchronisation zu erfüllen. Deshalb hat im vorliegenden Fall die über Software realisierte PLL-Funktion auch eine vordergründige Bedeutung. Der hierfür gefundene Algorithmus [5] kann kybernetisch nur schwer beschrieben werden. Durch den Regler wird nur die Polarität der Regelabweichung berücksichtigt, so daß keine definierten Reglerkonstanten existieren. Das Prinzip besteht nun darin, daß mit CTC und Netzinterruptsignal eine rechnerinterne Frequenzvervielfachung vorgenommen und durch geeignetes Variieren der CTC-Zeitkonstanten (ZK) eine starre Phasenlage erzielt wird, die für die Äquidistanz der Zündpulse vorausgesetzt werden muß. Die Frequenzvervielfachung erfolgt in Anlehnung an die B6-Schaltung mit dem Faktor sechs, da im stationären Zustand alle 60° (el) eine Zündmusterkombination berechnet werden muß (Bild 2). Um mit der ZK des CTC in den Fangbereich der PLL zu gelangen, wird eine Periodendauermessung durchgeführt. Nach der globalen Interruptfreigabe bewirkt der erste Netzinterrupt einen Start des CTC0, der seinerseits Interrupts generiert, die einen Neustart des CTC mit derselben ZK bis zu sechs Durchläufen hervorrufen. Im Ergebnis weiterer NETZ-Interruptbehandlungsroutinen (IBR) wird die ZK solange kontinuierlich inkrementiert, bis der sechste Zählerdurchlauf erstmalig nicht vollendet wird. Die so ermittelte ZK ist ein Maß für den sechsten Teil der momentanen Netzperiodendauer. Der Verteiler des CTC (14) wurde so bestimmt, daß die mögliche Quantisierung des Intervalls ausgeschöpft wird. Der Fehler hierbei beträgt maximal 6 × Vorteiler, 14 × EMR-Taktperiode = 84 µs, der im anschließenden Korrekturalgorithmus ausgeregelt wird (Bild 2). Jeder der sechs CTC-Durchläufe wird in je einen mit großem (14) und kleinerem Vorteiler (1) unterteilt, wobei die Korrekturen nur an TO (VT 1) erfolgen. In Tafel 1 sind die möglichen Relationen dargestellt. Erreicht die ZK (VT 1) infolge mehrerer aufeinanderfolgender gleichartiger Korrekturen eine von zwei vorgegebenen Begrenzungen, so erfolgt eine Korrekturmaßnahme an den ZK VT 1/14 derart, daß praktisch keine Beeinflussung der Synchronisationsfrequenz eintritt, das Über- oder Unterlaufen der ZK (VT 1) jedoch verhindert wird.

3.3. Phasenausfallerkennung

Im Initialisierungsprogramm werden in Abhängigkeit von der ermittelten Drehrichtung des Drehfeldes die während der sechs Perioden der Synchronisationsfrequenz innerhalb einer Netzperiode zu erwartenden Vorzeichenkombinationen in den RAM geladen. Das Lesen des Komperatorpuffers wird unmittelbar nach den Hauptsynchronisationszeitpunkten durchgeführt, so daß die natürlichen Nulldurchgänge der Netzspannung das Ergebnis nicht beeinflussen. Es wird $\alpha = 150°$ für den Fall berechnet, daß Phasenausfall eintritt. Sind ausgefallene und die den Netzinterrupt liefernde Phase identisch, muß Zündpulssperre gefordert werden, da die Synchronisation nicht mehr gewährleistet ist. Die Erkennung erfolgt über einen Zustandsgraphzeiger, der bei Fehlern der IBR NETZ nicht mehr gesetzt wird. Auf diese Weise ist auch für den Einphasenbetrieb eine Phasenausfallerkennung möglich.

3.4. Zündverzögerung

Der Zustandsgraph ist für die Bestimmung des jeweils gültigen Zündmusters ein geeignetes kybernetisches Beschreibungsmittel [6], wobei im vorliegenden Fall die Notwendigkeit, mit nur einem CTC-Kanal den gesamten Verzögerungsbereich realisieren zu müssen, dazu führt, alle Zündwinkel α auf Werte $\alpha < 60°$ zu reduzieren. Bild 3 zeigt den aus der linearen Kennlinie durch Reduktion entstandenen unstetigen Zusammenhang, dessen Eindeutigkeit durch den Zustandsgraph wieder hergestellt wird.
Es gilt:

$$i = \mathrm{INT}\,(\alpha/60°) - \mathrm{INT}\,(\alpha_{-1}/60°); \quad i \in \{-2; -1; 0; 1; 2\} \tag{1}$$

$$\alpha^{*-} = \alpha \bmod 60° = \alpha - 60° \quad \mathrm{INT}\ (\alpha/60°). \tag{2}$$

INT	Operator liefert ganzzahligen Teil des Quotienten,
α	aktueller Zündwinkel,
α_{-1}	Alpha (n — 1) Zündwinkel in letzter Abtastperiode,
α^*	reduzierter Zündwinkel (proportional T1).

Für die zu fordernde Netzfrequenz unabhängige Zündverzögerung ist für die Berechnung des reduzierten Zündwinkels die Kenntnis einer Zeitkonstanten erforderlich, die 60° (el) der Netzperiode entspricht. Durch die Abarbeitung der beschriebenen PLL-Funktion wird sie ständig berechnet, so daß günstig ist, für Synchronisations- und Verzögerungsprogramm denselben Vorteiler (14) zu benutzen, wenn aufwendige Arithmetik vermieden werden soll. Gegenüber anderen Lösungen konnte eine Zündwinkelquantisierung von $\Delta\alpha = 0{,}24°$ (50 Hz) erreicht werden. Zu beachten sind in diesem Zusammenhang die Auswirkungen bei Netzfrequenzänderungen auf das Übertragungsverhalten des Reglers, wenn die Zündwinkelreduktion nicht wie im vorliegenden Fall, mit unveränderlicher Zeitkonstante durchgeführt wird (Bild 4). Bei Verringerung der Netzfrequenz treten bei Zündwinkel unterhalb der Bereichsgrenzen

Bild 3. Zündwinkelreduktion und Zündmaskenbestimmung

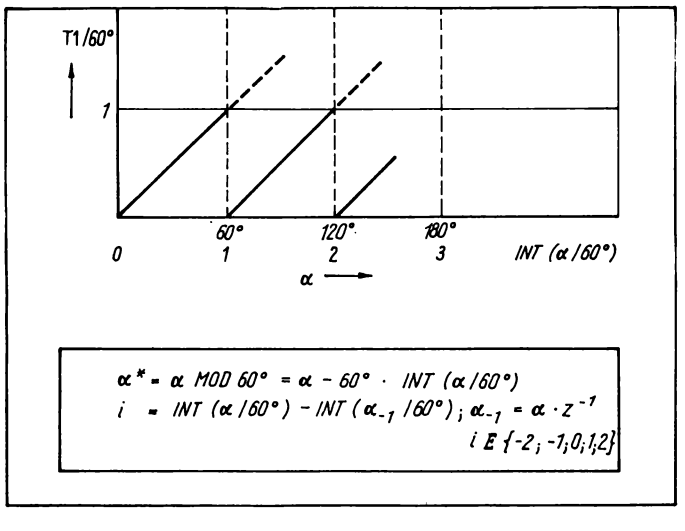
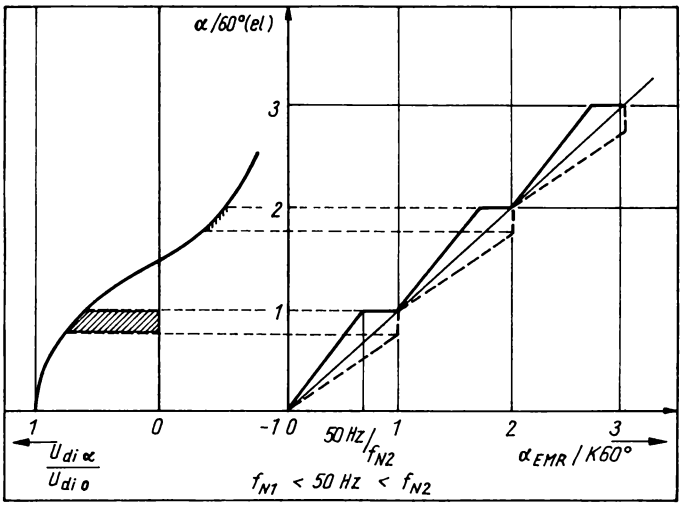


Bild 4. Einfluß der Frequenzänderung auf die Zündverzögerung



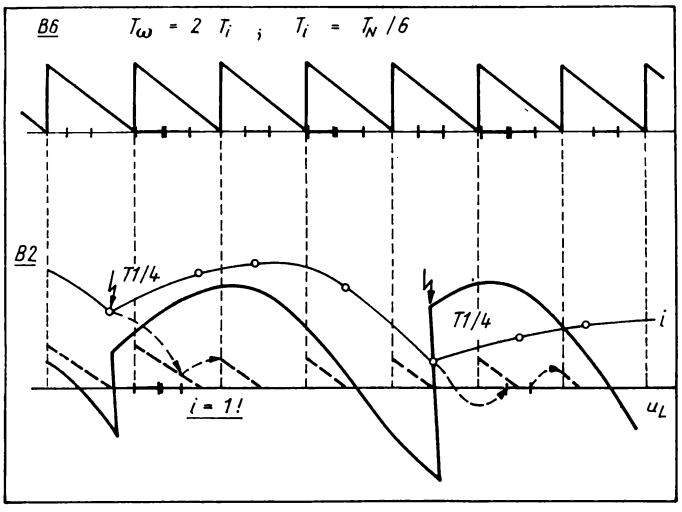


Bild 5. Regelung bei Einphasenanschluß

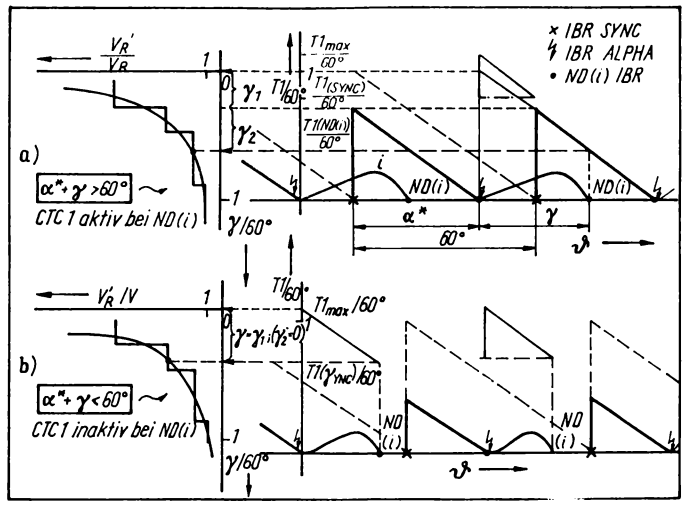


Bild 6. Messung der Stromführungsdauer
a) CTC 1 aktiv bei ND (i), $\alpha^* + \gamma\ 60°$
b) CTC 1 inaktiv bei ND (i), $\alpha^* + \gamma\ 60°$

Intervalle auf, in denen keine Zündung erfolgen kann. Wäre aber ein Arbeitspunkt in dem entsprechenden Bereich der Steuerkennlinie erforderlich, so sind Instabilitäten die Folge, die sich in der Kennlinie als Unstetigkeiten äußern. In den abschnittsweise linearen Stücken der Kennlinie ist die Verstärkung

$$\alpha/\mathrm{K}\,60° \text{ el}/\alpha^{\mathrm{EMR}}/\mathrm{K}\,60° \text{ el} < 1.$$

Ist die Netzfrequenz größer als 50 Hz, so treten in Abhängigkeit von der Größe der Abweichung Bereiche auf, die zu keiner Veränderung der Stellgröße führen. Das Übertragungsverhalten ist hier mit einer Lose vergleichbar, die ihre Ursache darin hat, daß für alle berechneten ZW dieser Bereiche die Zündpulsausgabe zum selben Zeitpunkt, nämlich in den Hauptsynchronisationszeitpunkten erfolgen muß, da der Neustart des CTC notwendig ist. Während die Verstärkung $\alpha/\mathrm{K}60°$ el/$\alpha^{\mathrm{EMR}}/\mathrm{K}60°$ el gleich Null ist, ist sie in den abschnittsweise linearen Kennlinienstücken größer als die ideal bezeichnete. Unter netzfrequenzunabhängiger Zündverzögerung ist damit die Realisierung der idealen Kennlinie auf schon beschriebene Art und Weise zu verstehen.

3.5. Digitale Regelung

Das Problem der digitalen Regelung netzgelöschter Stromrichter ist in der Literatur ausführlich behandelt, z.B. [7] [8] [9]. Der Leistungsfähigkeit des EMR und der Zielstellung entsprechend, einfache Stromrichter zu berücksichtigen, wird die quasikontinuierliche Betrachtungsweise zugrunde gelegt, wobei eine 16-bit-Arithmetik und Festkommadarstellung [8] genutzt werden. Für die gewählte Kaskadenstruktur erfolgt die Stromregelung bei Dreiphasenanschluß mit einer Abtastzeit von 3,3 ms (50 Hz), während die Abtastzeit des Drehzahlreglers auf 2 × 3,3 ms festgelegt wurde. Im Gegensatz zu anderen Lösungen [1] [8] erfolgt eine zündsynchrone Augenblickswertmessung des Stroms. Sowohl Drehzahl als auch Strom werden mit einer 10-bit-Auflösung verarbeitet. Die angestrebte Universialität der gesamten IE erfordert besondere Überlegungen gerade bei der Regelung von Einphasenschaltungen, weil, wie schon beschrieben, das Hauptprogramm unabhängig vom Schaltungstyp mit sechsfacher Netzfrequenz abgearbeitet wird. In den nun zusätzlich vorhandenen Programmschleifen ist eine Beeinflussung der Stellgröße nicht möglich. Die benötigte Synchronisationsfrequenz kann aber auch nicht durch Dritteln der vorhandenen mit Hilfe von Zählern erzeugt werden, da bei Überschreitung von Zündwinkelbereichsgrenzen die geforderte zündsynchrone Messung nicht mehr möglich wäre (Bild 5). Dieses Problem ist wie folgt gelöst: Eine Interruptroutine hinterlegt eine Information über das zuletzt ausgegebene Zündmuster. Vor der Überschreibung des Istwertspeichers wird das gespeicherte Zündmuster auf Zündbefehle für den angeschlossenen Brückenzweig (T1/T4) getestet. Daten werden somit nur eingelesen, wenn sie denen der ADU-Taktung im Zündzeitpunkt entsprechen. Bei negativem Test wird ein Flag beschrieben, daß dem Festhalten des I-Anteils dient. Ein Kompromiß besteht darin, daß während dieser Programmsequenz eine Interruptsperre unzulässig ist und zwischen Test des Zündmusters sowie Einlesen der ADU-Daten eine Zündung und damit Taktung erfolgt sein kann. Die äußere Regelschleife wird wie beim Dreiphasenanschluß mit der halben Abtastfrequenz der inneren abgearbeitet. Programmtechnisch ist das realisiert, indem das Beschreiben des Istwertspeichers zusätzlich gesteuert wird, d.h., das Reglerprogramm wird tatsächlich immer zweischleifig bearbeitet, wobei jeweils zweimal hintereinander derselbe Istwert der äußeren Schleife verarbeitet und eine Integration verhindert wird. Aufgrund geringer RAM-Kapazität besteht keine Möglichkeit, den Sollwert für die innere Regelschleife zu speichern, wodurch eine Rechenzeiteinsparung möglich wäre. Sie brächte allerdings keinen Gewinn, da für die Rechenzeitbegrenzung ohnehin der ungünstigere Fall der zweischleifigen Programmbearbeitung maßgeblich ist.

3.6. Lückbetrieb und Möglichkeiten zur gesteuerten Adaption

Bekanntlich nimmt die Verstärkung des Stromrichters an der Lückgrenze stark ab, so daß für anspruchsvolle Anwendungen in Abhängigkeit von der Stromführungsdauer Parameterveränderungen und zusätzlich eine Strukturwandlung notwendig werden. Durch die zündsynchrone Istwertmessung ist die in [1] [9] beschriebene Methode der Sollwertsteuerung durch Berechnung des Lückgrenzstroms im vorliegenden Fall nicht möglich, so daß die Probleme beim Übergang an der Lückgrenze bei Beachtung der Möglichkeiten und der Notwendigkeit (einfache Stromrichter!) einer besonderen Lösung bedürfen. Wie mit dem beschriebenen Hard- und Softwarekonzept die Messung der Stromführungsdauer ohne zusätzlichen Aufwand möglich ist, soll nachfolgend kurz beschrieben werden. Die aus Bild 6 hervorgehende Fallunterscheidung ergibt sich automatisch aus dem Zustand des die Verzögerung realisierenden CTC 1 zum Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs [ND(i)]. Der Verzögerungskanal kann entweder als solcher gerade aktiv sein (Fall a) oder sich bei entsprechender Summe von reduziertem Zündwinkel und Stromführungsdauer im inaktiven Zustand befinden (Fall b). Unabhängig davon wird, stationärer Lückbetrieb sei zunächst vorausgesetzt, der Verzögerungskanal im Zündzeitpunkt erneut gestartet. Der Ladewert beträgt 255 und garantiert, daß der ND nicht vor dem nächsten Synchronisationsinterrupt erreicht wird, wenn derselbe Zähler wieder als Verzögerungskanal arbeiten muß. Die Garantie besteht deshalb, weil die 60°-ZK kleiner als 255 ist. Sie muß gefordert werden, damit keine zusätzlichen undefinierten Zündpulse erzeugt werden. Es wird in der durch den Strom-ND ausgelösten IBR der momentane Zählerstand des CTC 1 gelesen. Die Differenz zu 255 ist der Stromführungsdauer proportional. Während die Messung im Fall b so praktiziert wird, ist im Fall a kein geschlossener Zählerdurchlauf möglich, weil die Zündverzögerung realisiert werden muß. Deshalb setzt sich die gemessene Stromführungsdauer immer aus zwei Teilwinkeln zusammen.
Während γ_1 vom Zündzeitpunkt bis maximal zur IBR SYNC gezählt wird, beschreibt γ_2 den Rest des Winkels, der bei aktivem Verzögerungskanal bestimmt werden muß. Aus diesem Grund wird durch die IBR SYNC vor dem Start des CTC 1 zwecks Verzögerung dessen Zustand ermittelt. Ist der CTC inaktiv, so liegt Fall b vor, d.h., der im Zündzeitpunkt gestartete CTC wurde durch die IBR ND(i) bereits wieder gestoppt. Der Teilwinkel γ_2 ist durch dieselbe

IBR zu Null gesetzt worden. Wird beim Test auf einen aktiven CTC 1 erkannt, muß eine weitere Unterscheidung getroffen werden. da das Aktivsein auch eine Folge von Frequenzänderungen bei ZW nahe einer Bereichsgrenze sein kann. Liegt dieser Ausnahmefall vor, wird nach der durch die IBR SYNC bewirkten Zündmusterausgabe der Teilwinkel γ_1 zurückgesetzt. Der Normalfall (a) ist, daß der Teilwinkel γ_1 vor dem Start des Verzögerungskanals aus der Differenz von 255 und gelesenem Zählerstand zum Zeitpunkt des Synchronisationsinterrupts berechnet wird.
Die Fallunterscheidung (a/b) berücksichtigend, die mit Hilfe des CTC-Aktivitätsflags getroffen werden kann, wird entweder der Teilwinkel γ_2 (a) oder γ_1 (b) berechnet. Berechnungsgrundlagen für γ_2 sind der reduzierte ZW und wiederum der Momentanwert des CTC 1 zum Zeitpunkt der IBR ND(i).
Durch das Hauptprogramm werden vor der Abarbeitung des Reglerprogramms durch die Berechnung der Stromführungsdauer aus γ_1 und γ_2 die gültigen Reglerparameter bestimmt. Ist während der letzten Abtastperiode die IBR ND(i) nicht abgearbeitet worden, wird auf nichtlückenden Betrieb erkannt.
Beim Betrachten des Falles a mit der Bedingung, daß der Übergang in den Lückbereich erfolgt, wird deutlich, daß die IBR ND(i) nicht global zugelassen werden kann, wodurch eine zusätzliche Verzögerung um eine Abtastperiode entsteht. Wenn nach dem ersten ND(i)-Interrupt durch das HP die Stromführungsdauer bestimmt werden soll, steht im Fall (a) der Wert für γ_2 noch nicht zur Verfügung, auf den erst eine Abtastperiode später zurückgegriffen werden kann. Es muß somit noch nichtlückender Betrieb angenommen werden. Zugleich wird die IBR ND(i) freigegeben, die bei Ausbleiben der Strom-ND wieder gesperrt wird. Im Fall (b) wäre diese programmierte Verzögerung nicht notwendig, da $\gamma_2 = 0$.
Die Stromführungsdauer wird mit einer Abtastperiode verzögert bestimmt und kann dann zum Auslesen einer gespeicherten Wertetabelle genutzt werden.

3.7. Reversieren

Die Nutzung eines Kennlinienfeldes, das in Abhängigkeit von der Motordrehzahl (Netzfrequenz und -spannung sowie Induktivität sind Parameter) den optimalen Start-Zündwinkel α_S liefert, ist im vorliegenden Fall nicht möglich, so daß folgendes Steuerregime programmiert wurde.
Nach Erkennen des Reversierbefehls wird durch Wechselrichterzwangssteuerung (WRZ) gebremst. Nach dem Stromnulldurchgang und wählbarer stromloser Pause erfolgt mit einer programmabhängigen ZK die Aufsteuerung in den Gleichrichterbetrieb, wenn der Maximalstrom nicht überschritten wird. Ist das aber der Fall, wird dem Kreis wiederum durch WRZ Energie entzogen.

4. Zusammenfassung

Alle Grundfunktionen der IE lassen sich mit der EMR-Lösung erfüllen. Anspruchsvolle Regelalgorithmen (deat beat, endliche Einstellzeit, adaptive Lösungen) sind nicht möglich. Sie bleiben der 16-bit-Technik vorbehalten. Für die Realisierung der seriellen Schnittstelle ist ein zweiter EMR nötig, dem weitere Funktionen übertragen werden können. Die Funktionsaufteilung muß Selbständigkeit der Ein-EMR-Lösung garantieren, bei der die Zündpulsformung extern erfolgt. Um dem Ziel einer ROM-Masken-Variante des EMR zu entsprechen, sollten die EMR identische Programmspeicher haben. Die Identifikation des gültigen Programms erfolgt durch einfache Beschaltungsmaßnahmen in der Rechnerperipherie.
Zusammengefaßt wurden folgende Ergebnisse erzielt:

- 60°-Synchronisation mit Software-PLL für 6-Puls-Stromrichter (Sicherung der Äquidistanz)
- automatische Anpassung an die Netzfrequenz 50 oder 60 Hz (Bereich von 40 bis 70 Hz wird beherrscht)
- Phasenfolgeerkennung mit automatischer Synchronisation auf $\alpha = 0$ für Ein- oder Dreiphasenbetrieb (Gleichrichter, Steller)
- Zündverzögerung im gesteuerten Betrieb zwischen $0 \leqq \alpha \leqq 210°$ mit einer Auflösung von $\Delta \alpha = 0{,}24°$
- Zündpulsverteilung und -ausgabe mit 60°-Nachimpuls für B6-Schaltung
- WR-Zwangssteuerung oder Zündpulssperre
- durchgängig digitale Regelung mit P- und/oder PI-Algorithmus bei Abtastzeiten von $T_I = 3{,}3$ ms bzw. 6,6 ms und 16-bit-Arithmetik (bei 60-Hz-Netzfrequenz zwingt die Verkürzung der Abtastzeit zu besonderen Überlegungen)
- Auflösung der analogen Eingangssignale durch 10-bit-ADU
- getrennte Einstellung von P- und I-Anteil
- einfache Einstellung der Begrenzungsgrößen
- Kaskadenregler (oder Begrenzungsregler) (α_0 ist frei wählbar)
- kreisstromfreier Umkehrstromrichter bei α_S = konstant
- Anzeige von aktuellen Soll- bzw. Istwerten
- gesteuerte Lückadaption in Form einer Umschaltung zwischen zwei Reglerparametersätzen.

Soft- und Hardware [10] haben sich unter Laborbedingungen über einen längeren Zeitraum bewährt.

Literatur

[1] *Geitner, H.; Dietrich, A.; Eckstein, A.; Pfeiffer, M.:* Technologische Kopplung von DDC-Gleichstromantrieben. ELEKTRIE, Berlin 42 (1988) 3, S. 95–100
[2] SIMOREG (TM) DC drives, introductions. Firmenschrift Siemens AG (1987)
[3] *Minisemi, D.:* Static convertor series units with microprocessor für DC drives. Firmenschrift AEG (1987)
[4] *Güldner, H.; Köhler, H.:* Verwendung eines Einchip-Mikroprozessors in Ansteuergeräten netzgelöschter Stromrichter. ELEKTRIE, Berlin 37 (1983) 2, S. 74–82
[5] Verfahren zur Synchronisation netzgelöschter Stromrichter. Patentschrift DD 231692A2
[6] *Kaschel, J.; Müller, V.; Stoev, A.:* Ansteuerung eines Sechspulsgleichrichters durch einen 8-bit-Mikroprozessor. ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 9, S. 325–328
[7] *Magyar, P.; Schmieder, E.; Vollstedt, W.:* Digitale Steuerung und Regelung einer stromrichtergespeisten GSM mit Mikrorechner. Regelungstechnik 30 (1982) 11, S. 378–387
[8] *Schönfeld, R.; Krug, H.; Geitner, H.; Stoev, A.:* Regelungsalgorithmen für digitale Regler von elektrischen Antrieben. msr, Berlin 28 (1985) 9, S. 390–394
[9] *Schönfeld, R.:* Digitale Regelung elektrischer Antriebe. Berlin: VEB Verlag Technik 1987
[10] *Dahms, F.:* Optimierung des Hard- und Softwarekonzepts einer digitalen Informationseinrichtung für netzgelöschte Stromrichter. Diplomarbeit 2055/87, TU Dresden, Sektion Elektrotechnik

EA 5952

Neue Elektromotoren aus Wernigerode

Niederspannungs-Asynchronmotoren einer neuen Generation werden in mehreren Baugrößen im Elektromotorenwerk Wernigerode in Serie gefertigt. Der Minister für Elektrotechnik und Elektronik, Felix Meier, überzeugte sich im Januar von der schrittweisen Verwirklichung dieses Vorhabens, das bis zum XII. Parteitag der SED für den Leistungsbereich von 5,5 bis 200 kW abgeschlossen werden soll. Die neuen Elektromotoren sind gegenüber Vorgängertypen wärmebeständiger und haben eine längere Lebensdauer sowie ein günstigeres Masse-Leistungs-Verhältnis.
Für die moderne Erzeugnisreihe wird z. Z. der Probelauf einer automatisierten Takt-Tränk-Anlage zum Imprägnieren von Motorenteilen vorbereitet. Damit erhalten die Wicklungen der elektrischen Maschinen einen Überzug aus Polyesterharz des Kombinats Lacke und Farben. Durch diese Behandlung werden der Wärmeschutz und die Qualität der Finalprodukte erheblich verbessert.
Die Anlage ist vom Rationalisierungsmittelbau des Werkes projektiert, konstruiert und errichtet worden. Das Vorhaben wurde bei laufender Produktion verwirklicht.
Der Minister würdigte die Leistung des Betriebskollektivs, das aus eigener Kraft einen effektivitätsbestimmenden Fertigungsabschnitt modernisiert. Er verwies darauf, daß die Verfahrensentwicklung mit neuen Erzeugnissen, in denen zunehmend moderne Elektronik integriert ist, einhergehen müsse. (ADN/EL)

LENE/LEMESS – ein Softwaresystem zur rechnergestützten Analyse von leistungselektronischen Schaltungen und Antriebssystemen

M. Kronberg, KDT, u. a.

Herrn Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. *R. Lappe* zum 75. Geburtstag

1. Entwicklung und Verfügbarkeit des Systems

Nur bei Anwendung rechnerunterstützter Arbeitsmethoden genügt die ingenieurwissenschaftliche Tätigkeit heutigen Ansprüchen hinsichtlich Effektivität und wissenschaftlicher Tiefe. In der Forschung, Entwicklung und Projektierung leistungselektronischer Erzeugnisse werden diese Hilfsmittel von der Erarbeitung der Erzeugniskonzeption bis zur Auswahl der Bauelemente aus der Datenbank angewendet. Geeignete Schnittstellen zur rechnergestützten Produktionsvorbereitung sorgen darüber hinaus für die durchgängige Nutzung innerbetrieblicher Informationssysteme.
An der Technischen Universität Karl-Marx-Stadt (TUK) wurde ein Netzwerkanalysesystem speziell für ingenieurwissenschaftliche Aufgabenstellungen der Leistungselektronik entwickelt, das unter der Bezeichnung LENE 8 in zahlreichen Forschungs- und Entwicklungsstellen Anwendung fand [1]. Die damit erzielbaren Ergebnisse belegt beispielhaft die rechnergestützt erarbeitete Schutzkonzeption eines digital geregelten Stromrichterantriebs [2]. Ausgehend von diesen guten Erfahrungen wurde an der TUK, Sektion Automatisierungstechnik, im Auftrage und unter Beteiligung des Bereichs Stromrichter und Antriebe im ZFT des KAAB das Softwaresystem LENE/LEMESS zur rechnergestützten Lösung theoretischer und experimenteller Aufgaben erarbeitet. Es war möglich, sowohl im Konzept als auch im Detail eigene mehrjährige Erfahrungen und Vorlaufarbeiten und den fortgeschrittenen internationalen Stand zu implementieren. Die so erzielte hohe Vertrauenswürdigkeit der Ergebnisse, die leichte Handhabbarkeit des „Werkzeugs" und die vielfältigen Nutzungsmöglichkeiten führten zur raschen Verbreitung des Systems LENE/LEMESS. Dem vielseitigen Interesse zahlreicher anderer Institutionen wird seit Oktober 1988 durch die Vergabe der Nachnutzung entsprochen [3].

2. Anwendungsbereich von LENE

Mit dem Programmsystem LENE können die transienten Prozesse physikalischer und informationeller Art in

— elektrischen Netzen und elektronischen Schaltungen
— Regelkreisen und ihren Übertragungsgliedern
— Steuergeräten und Steueralgorithmen

mit Hilfe der Simulation untersucht werden. Es unterstützt die Modellierung der zu untersuchenden Objekte, stellt die Gleichungssysteme auf und löst sie numerisch. Als Ergebnis wird das Verhalten der simulierten Systemgrößen ausgegeben. Der Leistungsumfang reicht von der Analyse einzelner Schaltvorgänge bis zur Untersuchung vollständiger technischer Systeme der Leistungselektronik, der Antriebstechnik und angrenzender Gebiete.
Die Entwicklung des Systems LENE war notwendig, weil mit den international verfügbaren Simulationssystemen nicht allen technischen Besonderheiten und Bedürfnissen der Leistungselektronik entsprochen wird. Gegenüber diesem Stand hebt sich das vorgestellte System besonders durch folgende Eigenschaften ab:

— Stabilität und vertrauenswürdige Ergebnisse auch bei der Simulation von Schaltungen, die häufig und sprunghaft ihre Topologie wechseln
— Analyse von Systemen, deren kleinste und größte Zeitkonstanten sich um 9 und mehr Zehnerpotenzen unterscheiden
— Modellierbarkeit und Simulation von disziplinär unterschiedlich aufgebauten technischen Systemen und
— Bereitstellung von vielfältigen Hilfsmitteln zur Modellierung, so daß auch anwendungsspezifische Modelle und solche für weniger oft eingesetzte Komponenten bei geringem Aufwand vom Nutzer aufgestellt werden können.

3. Anwendungsbereich von LEMESS

Das Programm LEMESS dient zur rechnergestützten Bestimmung charakteristischer Kennwerte von Zeitfunktionen im Zeit- und Frequenzbereich auf einem Personalcomputer mit Algorithmen der digitalen Signalverarbeitung. Dabei ist es unerheblich, ob die Datensätze dieser digitalen Signale das Ergebnis einer Simulation oder Messung darstellen.
In Verbindung mit dem Programmsystem LENE ist LEMESS als Postprozessor zu betrachten. Ihm obliegt die rechnerunterstützte Weiterverarbeitung und Auswertung der Simulationsergebnisse. In LEMESS sind die erforderlichen Algorithmen zur grafischen und mathematischen Manipulation der Simulationsergebnisse und zur Aufbereitung für Auswahl- oder Entscheidungsprozesse enthalten.

4. LENE als Mittel zur rechnergestützten Ingenieurarbeit

Im Verlauf der ingenieurwissenschaftlichen Tätigkeit ist immer wieder die Analyse eines technischen Systems als Teilaufgabe auszuführen. Gesucht wird hierbei eine Auskunft über das zeitliche Verhalten von Systemgrößen, die wiederum die Arbeitsweise oder das regelungs- bzw. steuerungstechnische Verhalten charakterisieren. Aus diesen Systemgrößen sind dann die Beanspruchung der Komponenten und ihre Bemessung herleitbar. Mit dem Simulationssystem LENE wird diese Analyse, bestehend aus den Komponenten

— Aufstellung der Differentialgleichungen aus den eingegebenen Modellen
— numerische Lösung der Gleichungen und
— bildliche Darstellung der transienten Verläufe

rechnergestützt ausgeführt.
Dabei muß der Dialog mit dem Rechner genau so sorgfältig vorbereitet und abgearbeitet werden, wie es für die Analyse mit klassischen Lösungsverfahren nötig ist.
Vom Ingenieur wird wiederholt die Folge der Arbeitsschritte:

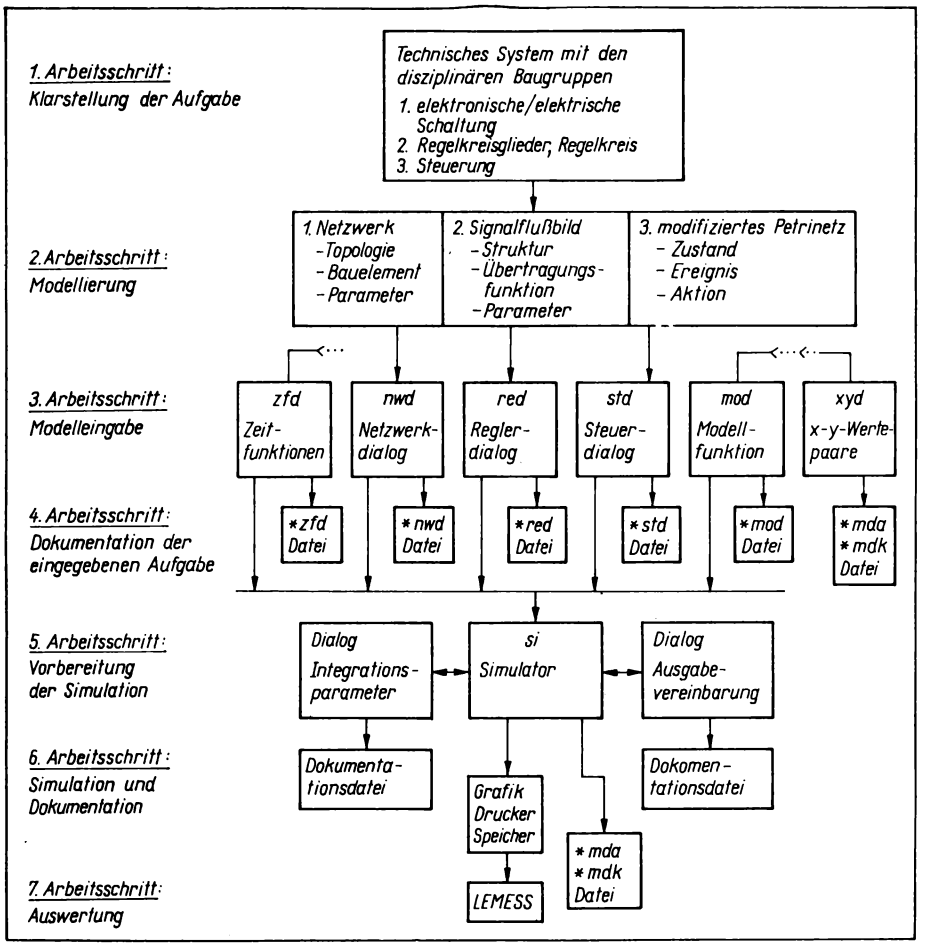
1. Formulierung des Lösungsvorschlags
2. Bestimmung der Eigenschaften des Lösungsvorschlags
3. Wertung des Lösungsvorschlags
4. Ableitung von Verbesserungen für den Lösungsvorschlag

durchlaufen. Das geschieht solange, bis durch iterativ fortschreitende Qualifizierung der Lösung das gesetzte Ziel erreicht ist. Die Schritte 1. und 4. sind bei dem heutigen Stand der rechnergestützten Arbeit der intuitiven, schöpferischen Tätigkeit des Ingenieurs vorbehalten. Das Programmsystem LENE ist ein Werkzeug zur rechnergestützten Ausführung des 2. Arbeitsschrittes. Es übernimmt hier die Netzwerkanalyse in der leistungselektronischen Schaltung, die Systemanalyse im Regelkreis und die Algorithmenanalyse im Steuergerät. Damit entfallen die bisherigen Grenzen hinsichtlich der Komplexität der zu untersuchenden Systeme und der Zwang zur Beschreibung disziplinär unterschiedlicher Teilsysteme in artfremder Modellierung. Das ermöglicht eine wesentlich tiefere wissenschaftliche Durchdringung der Lösungen, weil beispielsweise die Ventilbeanspruchung während des Ausregelvorganges eines Laststoßes unter den konkreten Bedingungen des Ansteuerverfahrens untersucht werden kann. Das Programm LEMESS unterstützt den 3. Arbeitsschritt.
Nachdem das Simulationsergebnis vorliegt, sind nun die transienten Systemgrößen nach Kriterien zu bewerten und dabei in der Regel zu integralen Kennwerten abzuleiten.
So interessieren beispielsweise

— in leistungselektronischen Schaltungen die Ventilbeanspruchung, die aus dem arithmetischen und quadratischen Mittelwert des Stromes folgt
— in regelungstechnischen Anforderungen die erzielte Regelgüte als integrales Kriterium und

Dr. sc. techn. *Manfred Kronberg* ist ordentlicher Professor für Leistungselektronik, Dipl.-Ing. *Birgit Knorr*, Dipl.-Ing. *Uwe Knorr*, Dr.-Ing. *Lutz Lange* und Dipl.-Ing. *Mario Leonhardt* sind Forschungsstudenten bzw. wissenschaftliche Mitarbeiter an der Sektion Automatisierungstechnik der TU Karl-Marx-Stadt; Dr.-Ing. *Helfried Richter* und Dipl.-Ing. *Torsten Waldeck* sind Mitarbeiter im VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin, Bereich Antriebe und Stromrichter

Tafel 1. Arbeitsschritte bei der Analyse technischer Systeme mit LENE und Korrespondenz zu den Softwaremodulen



— bei Steuerungen die Wechselwirkung zwischen Pulsmuster und Oberschwingungsgehalt.

Sehr häufig wünscht der Ingenieur auch Hilfe bei der visuellen Auswertung. Dazu sind die Simulationsergebnisse übersichtlich und in geeigneten Maßstäben grafisch darstellbar.

5. Lösung einer Simulationsaufgabe mit LENE im Überblick

Die Übersichtlichkeit des Lösungsganges wird durch eine Gliederung in Arbeitsschritte erhöht. Die Struktur von LENE und der funktionelle Inhalt der Module bestimmen diese Schrittfolge in ihrer seriellen und parallelen Abarbeitung entscheidend. Diesen Zusammenhang zwischen den Arbeitsschritten und der Struktur von LENE vermittelt Tafel 1. Dazu gelten folgende Erläuterungen:

1. Arbeitsschritt: Prüfung der Eignung von LENE zur Lösung der Aufgabe

Bei der Analyse mit LENE können im allgemeinen Fall die zu untersuchenden technischen Systeme aus einer leistungselektronischen Schaltung, einem zugehörigen Steuergerät und aus der Regeleinrichtung bestehen. Weitere Bestandteile des zu untersuchenden Objekts, wie Kühleinrichtungen oder elektromechanische Wandler und mechanische Komponenten in elektrischen Antriebssystemen sind eingeschlossen.

2. Arbeitsschritt: Modellierung

Je nach Komplexität des zu untersuchenden Systems kann die Modellierung in bis zu drei unterschiedlichen Modellierungssprachen entsprechend dem disziplinären Sprachgebrauch ausgeführt werden.

3. Arbeitsschritt: Modelleingabe

Die Eingabe in den Rechner erfolgt im Dialog über die drei spezialisierten Module „Netzwerk", „Regelung" und „Steuerung". Die Module „Zeitfunktionen", „Modellfunktionen" und „x-y-Wertepaare" sind universell nutzbar und dienen hauptsächlich der Festlegung funktioneller Zusammenhänge und zur Parametereingabe. Bei weniger komplexen Untersuchungsobjekten werden nur die jeweils benötigten Module zur Eingabe genutzt. Die im allgemeinen Fall gleichzeitig zu nutzenden Module „Netzwerk", „Regelung" und „Steuerung" repräsentieren in Verbindung mit dem Simulator auch eigenständige Simulationssysteme.

4. Arbeitsschritt: Dokumentation der eingegebenen Aufgabenstellung

Im Ergebnis der Modelleingabe entstehen selbsttätig sofort druckbar die Dokumentationsdatei und die Simulationsdatei. Diese Dateien sind vom Rechner auf Widerspruchsfreiheit geprüft. Die Dokumentationsdateien beschreiben das eingegebene Untersuchungsobjekt vollständig.

5. Arbeitsschritt: Vorbereitung der Simulation

Als Voraussetzung für den Ablauf der Simulation sind auszuführen:

1. Einlesen der im Eingabedialog aufgestellten Simulationsdateien
2. Vereinbarung der Ausgabewünsche für die simulierten Größen und
3. Eingabe der Integrationsparameter.

In den Arbeitsschritten 2. und 3. enstehen wiederum Dokumentationsdateien, deren Ausdruck über die Ausgabewünsche und die Integrationsparameter informiert.

6. Arbeitsschritt: Simulation

Über Menü wird die gewünschte Art der Simulation gestartet. Danach entsteht das Bild der transienten Vorgänge auf dem Bildschirm (sofern als Ausgabemedium vereinbart) und ermöglicht eine Plausibilitätsprüfung der Ergebnisse. Diese grafische Darstellung kann ausgedruckt werden. Damit sind die bearbeitete Aufgabe und ihr Ergebnis vollständig dokumentiert.

7. Arbeitsschritt: Auswertung

Für die nachfolgende quantitative Auswertung der Simulationsergebnisse durch grafische und mathematische Manipulationen steht das Softwaresystem LEMESS zur Verfügung.

6. Modellierung elektrischer und elektronischer Schaltungen

Das Modell einer elektrischen oder elektronischen Schaltung ist ihre Ersatzschaltung. Die Aufgabe der Modellierung besteht also in

— der Aufstellung der Ersatzschaltung und
— in der Kalibrierung ihrer Schaltelemente.

Tafel 2. Verfügbare Zweipole zur Modellierung elektrischer, elektronischer und leistungselektronischer Schaltungen

Name	Typ	Abfragen bei der Eingabe				
passive Zweipole						
r	linearer Widerstand	W				
r#	nichtlinearer Widerstand		M			
rt	zeitabhängiger Widerstand			F		
gu#	nichtlinear spannungsgesteuerter Leitwert		M			S
c	linearer Kondensator	W			A	
c#	nichtlinearer Kondensator		M		A	
ct	zeitabhängiger Kondensator			F	A	
l	lineare Induktivität	W			A	
l#	nichtlineare Induktivität		M		A	
lt	zeitabhängige Induktivität			F	A	
aktive Zweipole						
e	Konstantspannungsquelle	W				
et	zeitabhängige Spannungsquelle			F		
eu	spannungsgesteuerte Spannungsquelle	W				S
ei	stromgesteuerte Spannungsquelle	W				S
i	Konstantstromquelle	W				
it	zeitabhängige Stromquelle	W		F		
iu	spannungsgesteuerte Stromquelle	W				S
ii	stromgesteuerte Stromquelle	W				S
s	Schalter (ri = ∞ oder 0)					Z
eu#	nichtlin. spannungsgesteuerte Spannungsquelle					S
ei#	nichtlin. stromgesteuerte Spannungsquelle		M			S
iu#	nichtlin. spannungsgesteuerte Stromquelle		M			
ii#	nichtlin. stromgesteuerte Stromquelle		M			
zustandsgesteuerte Modelle						
tr	Transistor		M			Z
th	Thyristor		M			Z
d	Diode		M			
gto	GTO-Thyristor		M			Z
triac	Triac		M			Z
Hilfsgrößen						
am	Amperemeter (ri = 0)					
vm	Voltmeter (ri = ∞)					
uw	Unternetzwerk (Pseudoelement)					

Tafel 3. Erläuterungen zu den wissensbasierten Abfragen in Tafel 2

W	Wert des Bauelements in SI-Einheiten
A	energetischer Anfangszustand als Anfangswert (I zu L und U zu C)
M	Modellfunktion des Zweipols, z. B. $i\,(u)$, $i\,(*)$, $u\,(q)$; betrifft alle nichtlinearen Zweipole
F	Funktion des Zeitverlaufs; betrifft alle Zweipole mit zeitveränderlichem Wert
S	Angabe des steuernden Zweigs bei gesteuerten aktiven Zweipolen
Z	Benennung des Zünd-, Treiber- oder Steuersignals bei steuerbaren Ventilen

Tafel 4. Verfügbare Blocktypen zur Modellierung regelungstechnischer Teilsysteme

1:	P	P-Glied
2:	I	I-Glied
3:	D	D-Glied
4:	FKT	nutzerdefinierte FORTRAN77-Funktion
5:	SUM	Summationsglied
6:	MUL	Multiplikationsglied
7:	BEGR	Begrenzer
8:	NPG	N-Punkt-Glied
9:	KONST	Konstante
10:	SPR	Sprungfunktion
11:	EXT	Zugriff auf externe Größen
12:	NL	stützstellendefinierte Übertragungsfunktion
13:	NEG	Negator
14:	GZ	Übertragungsglied entsprechend $G^*\,(z)$
15:	GP	Übertragungsglied entsprechend $G\,(p)$
16:	DIS	Diskretisierungsglied
17:	ZPH	Zweipunktglied mit Hysterese
18:	TOT	Totzeitglied
19:	PSU1	positive Erstsummation
20:	PSUM	positive Summation
21:	NSU1	negative Erstsummation
22:	NSUM	negative Summation
23:	IB	I-Glied mit Begrenzung

Tafel 5. Operatoren zur Modellierung von Steuerabläufen

Zuweisungsoperatoren

:=	(Ergibtoperator)		
# #	(Verzögerungsoperator)		

Arithmetische Operatoren

*	(Multiplikation)	/	(Division)
+	(Addition)	−	(Subtraktion)

Vergleichsoperatoren

<	(Kleineroperator)	<=, =<	(Kleinergleichoperator)
>	(Größeroperator)	>=, =>	(Größergleichoperator)
=	(Gleichoperator)	< >, > <	(Ungleichoperator)

Logische Operatoren

and	(Konjunktion)	or	(Disjunktion)
not	(Negation)		

Arithmetische Standardfunktionen

sin	cos	tan	arcsin	arccos	arctan
sinh	cosh	tanh			

sqrt	(Wurzelfunktion)
squ	(Quadrat)
exp	(Exponentialfunktion)
abs	(Betrag)
ln	(natürlicher Logarithmus)
log	(dekadischer Logarithmus)
rad	(Umrechnung Winkelmaß in Bogenmaß)
grd	(Umrechnung Bogenmaß in Winkelmaß)
mod360	(Modulorechnung zu 360)
mod60	(Modulorechnung zu 60)
int	(ganzzahliger Anteil einer Zahl)
gbr	(gebrochener Anteil einer Zahl)
gel50	(Umrechnung grd el. in Sekunden bei 50 Hz)
gel16	(Umrechnung grd el. in Sekunden bei 16 2/3 Hz)
gel	(Umrechnung grd el. in Sekunden bei 1 Hz)

Dabei werden die realen Bauelemente in ihrem Klemmenverhalten durch eine Zusammenstellung idealer Schaltelemente nachgebildet. Hierzu können in LENE die in der Tafel 2 benannten Schaltelemente benutzt werden. Nach der Eingabe dieser verbindlichen Beziehungen des Typs der Schaltelemente folgt die Abfrage der Anschlußknoten. Sie vermittelt dem Rechner die Topologie der Ersatzschaltung. Je nach Schaltelement folgt eine weitere wissensbasierte Abfrage zum Zweipol, wie sie Tafel 3 erläutert.

Bei dieser Eingabe werden die zugeordneten Modellfunktionen (M) oder Zeitfunktionen (F) nur mit einem Namen belegt. Für die Definition der Modellfunktion dient der Eingabemodul „Modellfunktion" (mod) und für die Zeitfunktion der Modul „Zeitfunktionen" (zfd).

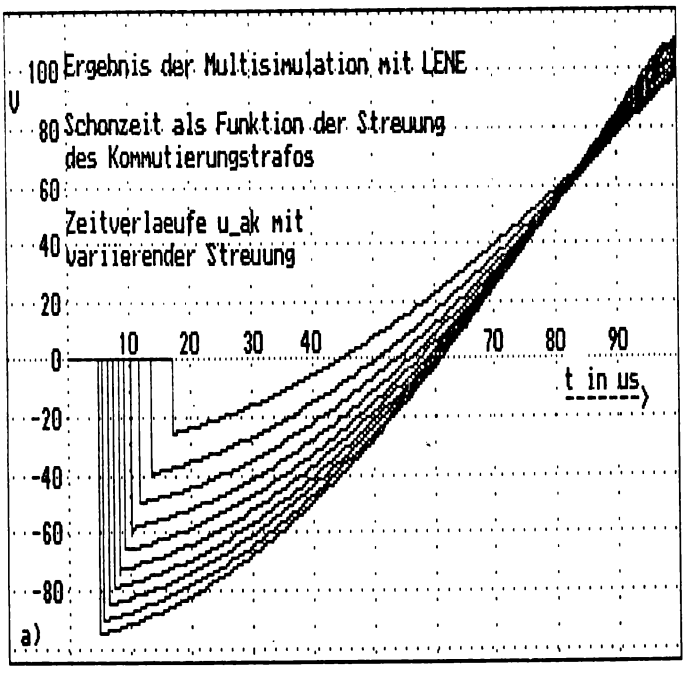
Bauelemente mit mehr als 2 Polen, z. B. der Transformator, werden unter Zuhilfenahme von Zweipolen und deren gegenseitigen Steuerbarkeit abgebildet. Häufig verwendete Mehrpole, z. B. der Transformator, stehen als Unternetzwerk zur Verfügung.

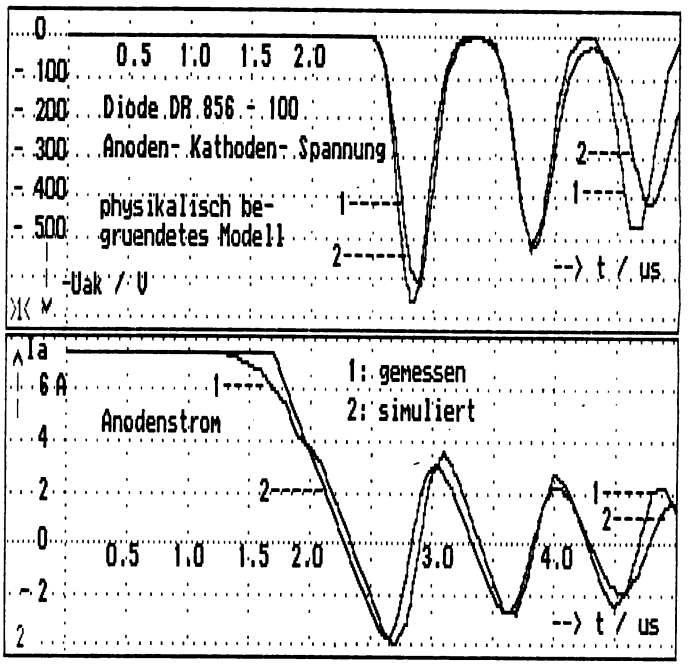
7. Modellierung von Regelkreisen und ihrer Übertragungsglieder

Als Modell des regelungstechnischen Teils des zu untersuchenden Systems wird dessen Signalflußbild verwendet. Die Aufgabe der Modellierung besteht demzufolge in der Zerlegung des Regelkreises in rückwirkungsfreie Blöcke (Übertragungsglieder) und der Darstellung ihrer Verkopplung durch das Signalflußbild. Hierzu stehen die in Tafel 4 aufgelisteten Blocktypen zur Verfügung. Ähnliche Simulationssysteme und ihre Anwendung sind vielfältig beschrieben worden.

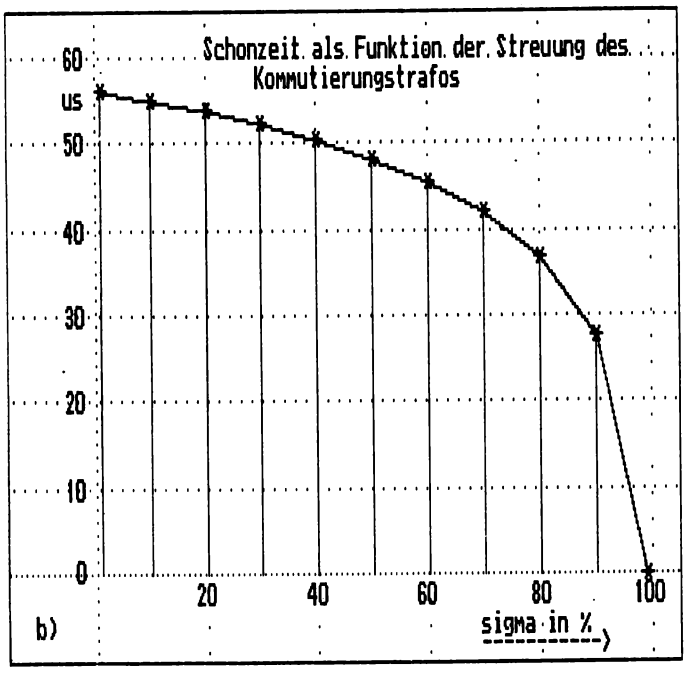
8. Modellierung von Steuerungsabläufen

Die fortgeschrittene Simulation dynamischer Prozesse in Stromrichtern und Antriebssystemen erfordert die Einbeziehung der Dynamik der Ventilsteuerung und die Berücksichtigung der Rückwirkung von Systemgrößen auf den Steuerungsablauf. Um diese Aufgaben allgemeingültig zu lösen, sind die Funktionsinhalte der Steuereinrichtung unabhängig von der gerätetechnischen Ausführung zu modellieren. In [4] wurde die Eignung der Zustandsgraphen als Modellierungssprache begründet und in [5] ausgearbeitet. Ihre Anwendung setzt beim Nutzer voraus, daß er den Stromrichter als zu steuernden Prozeß und das Steuergerät als die Prozeßsteuereinrichtung auffaßt. Der Steuerungsablauf wird dabei in elementare Ablaufschritte (Netzelemente) zerlegt. Die Anwendung dieser Modellierungsmethode an einem einfachen Beispiel mit 2 Netzelementen erläutert Bild 1.

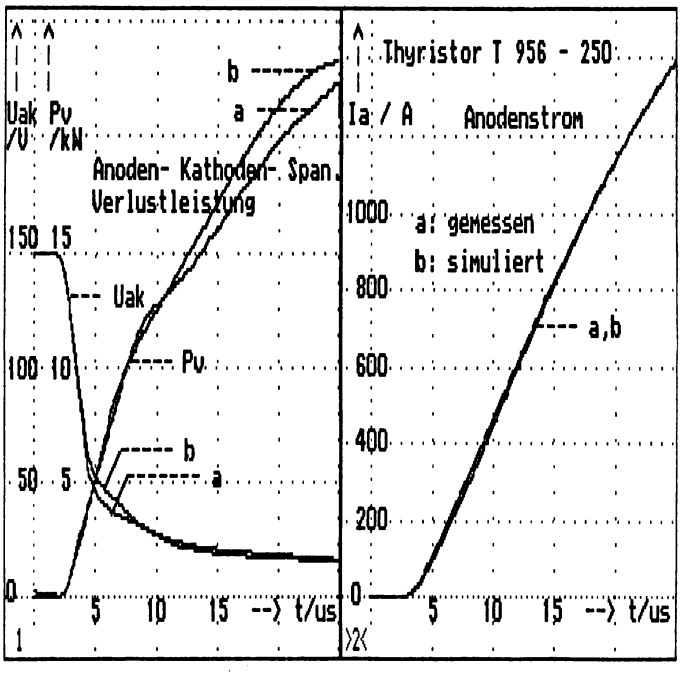




Simulierter und gemessener Ausschaltvorgang der Diode DR 856 - 100 im Vergleich



Multisimulation zur Bestimmung der Schonzeit der Thyristoren in einem Spannungswechselrichter als Funktion der Streuung der gekoppelten Kommutierungsinduktivitaeten
a) Simulationsergebnis aus LENE
b) Funktion t_schon = f(sigma) aus LEMESS



Vergleich von Mesz- und Simulationsergebnissen bei rechnergestuetzter Modellierung des einschaltenden Thyristors T 956 - 250

Im Heft 7/89 erscheint der Beitrag

Vier Jahrzehnte Stromrichtertechnik in der DDR — 40 Jahre VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin,

den die Autoren H. Kabisch und D. Möller Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. Rudolf Lappe zum 75. Geburtstag gewidmet haben.

Weitere Rechnerausdrucke zu diesem Aufsatz finden Sie auf der 2. und 3. Umschlagseite dieses Heftes.

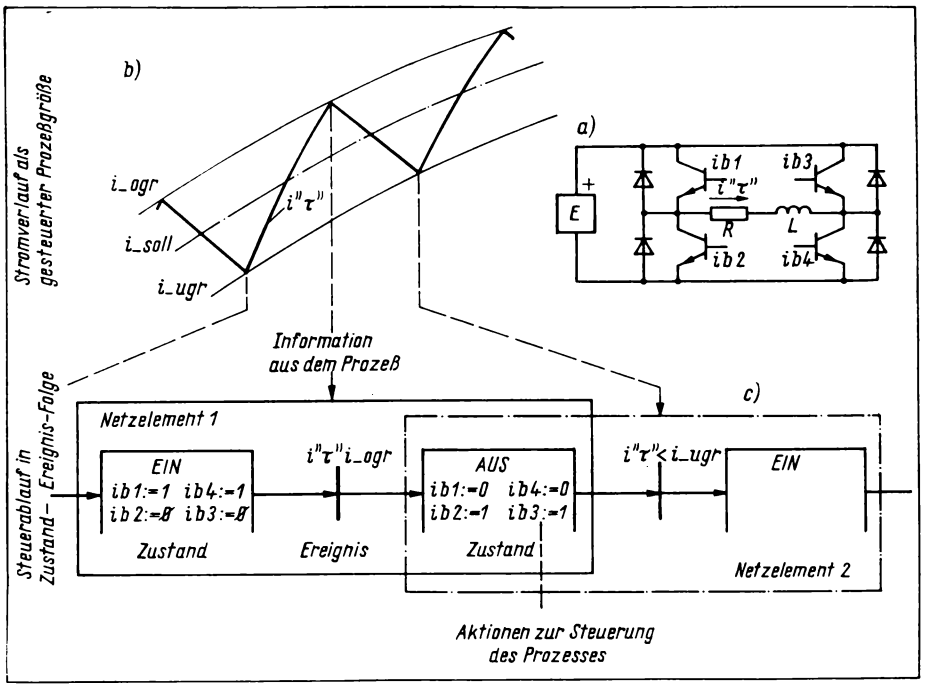


Bild 1. Modellierung der Pulssteuerung eines Wechselrichters
a) Schaltung
b) Stromverlauf
c) Steuerablauf

Die Modellierung eines Steuerungsablaufs enthält folgende Schritte:

1. Analyse der Funktionsweise des Stromrichters zur Ableitung des erforderlichen Steuerablaufs;
2. Zerlegung des Steuerablaufs in Zustand-Ereignis-Zustand-Folgen (modifiziertes Petrinetz, aufgebaut aus Netzelementen); Formulierung der Übergangsbedingungen und der Aktionen;
3. Eingabe des Modells mit dem Modul „Steuerung".

Bei der Eingabe wird dem Nutzer im Dialog umfangreiche Unterstützung geboten. Sie enthält:

— Führung der Eingabe der Struktur der Steuergraphen durch Abfrage der Verknüpfung der Netzelemente
— Führung der Eingabe der Netzelemente durch Abfrage ihrer Bestandteile (Eingangszustand, Ausgangszustand, Übergangsbedingung
— Unterstützung der Formulierung der Übergangsbedingungen durch die Vielfalt nutzbarer Operatoren (Tafel 5)
— freizügige Wahl beliebiger Systemgrößen als Operanden und Definition neuer Variabler unter Verwendung der Operationen nach Tafel 5
— Formulierung von Aktionen wie
  * Erzeugung von Zünd-, Lösch-, Treiber-, Steuersignalen und
  * Wertzuweisung zu Variablen.

9. Modellierung der Halbleiterventile

Die Analyse leistungselektronischer Schaltungen erfordert die Modellierung von Bauelementen unterschiedlicher Wirkungsart. Dabei wird eine hohe Abbildungstreue, beispielsweise der Leitverluste wie auch der Schaltarbeit, erwartet. Allein die dabei um einige Größenordnungen unterschiedliche Auflösung der Zeit läßt kein „Universalmodell" zu. Um die Vielfalt der Ventilmodellierung zu unterstützen, verfügt LENE über den gesonderten Modul „Modellfunktion". Mit ihm werden den Kennlinienästen (Zuständen) der Ventile die bauelementespezifischen Modellfunktionen (Zweipolkennlinien) zugewiesen. Der Nutzer kann dabei wählen zwischen:

— standardisierten Modellfunktionen
— physikalisch begründeten Modellfunktionen
— willkürlich, aber zweckmäßig approximierenden Modellfunktionen oder
— experimentell bestimmten (z.B. rechnergestützt gemessenen) Modellfunktionen.

Die in LENE verwirklichte Konzeption [6] zur Modellierung der Halbleiterventile und anderer nichtlinearer Bauelemente schränkt die Vielfalt der heute im Erprobungsstadium befindlichen Lösungssätze nicht ein, unterstützt einige Standardlösungen weitestgehend und eröffnet der rechnergestützten Modellierung durch Kopplung mit einem rechnergestützten Meßplatz die Anwendung.

10. Beispiele zur Anwendung von LENE/LEMESS

Die Beschreibung der Anwendung des Softwaresystems erfordert in erster Linie eine Begründung und Darstellung der Modellierung. Dafür ist in der vorliegenden Übersicht nicht der Platz gegeben. Deshalb seien nur einzelne Simulationsergebnisse aus solchen Beispielen angeführt, die auch ohne weitere Erläuterung verständlich sind. Auf den Umschlagseiten 2 und 3 werden sie wiedergegeben. Für die weitergehende Information wird auf die Nutzeranleitung [7] mit 9 einführenden, umfassend dokumentierten Übungsaufgaben verwiesen.

Literatur

[1] *Richter, H.:* Beitrag zur rechnergestützten Analyse leistungselektronischer Schaltungen. Dissertationsschrift. TH Karl-Marx-Stadt 1986
[2] *Möller, D.:* Beitrag zur Schutzkonzeption und zur Selbstüberwachung von digital geregelten Stromrichterantrieben mit dem Ziel optimaler Ausnutzung der Glieder des Leistungskreises. Dissertationsschrift. TU Dresden 1988
[3] Programmpaket zur Simulation elektronischer und leistungselektronischer Netzwerke und Anlagen mit Steuer- und Regeleinrichtungen. VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin — Softwarebetrieb —, Rhinstrasse 100, Berlin, 1140. (Eine Demonstrations-Version wird von der TUK, Sektion Automatisierungstechnik, zur Verfügung gestellt.)
[4] *Kronberg, M.:* Einführung in die Beschreibung leistungselektronischer Schaltungen und Geräte mittels Zustandsgraphen. ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 5, S. 173 bis 174
[5] *Lange, L.:* Ereignisorientierte Simulation von Steuergeräten der Leistungselektronik. Dissertationsschrift. TU Karl-Marx-Stadt 1988
[6] *Leonhardt, M.:* Modellierung bipolarer Bauelemente der Leistungselektronik. An der TUK am 31. Januar 1989 eingereichte Dissertation (A)
[7] *Kronberg, M.*, u.a.: Beschreibung und Nutzeranleitung für das Programmsystem LENE zur Simulation elektronischer und leistungselektronischer Schaltungen und Anlagen mit Steuer- und Regeleinrichtungen. Wissenschaftliche Schriftenreihe der TU Karl-Marx-Stadt, 15/1988

EA 6029

Verwendung amorpher Bänder (metallischer Gläser) zur elektromagnetischen Abschirmung

S. Altmann, KDT, Leipzig; L. Kieltyka; M. Soinski; Czeslochowa VR Polen

Metallische Gläser sind weichmagnetische Materialien. Sie entstehen durch Erstarrung von Metallegierungen. Ein Beispiel für einen nichtkristallinen Festkörper ist das amorphe Band, das infolge sehr schneller Abkühlung aus dem flüssigen Zustand entsteht. Die strukturellen Forschungen bestätigen, daß die metallischen amorphen Legierungen die Attributmerkmale des Glases erfüllen. Daher haben beide einige Züge bzgl. der Translationssymmetrie gemeinsam. Das zeigt sich an der Veränderung der Eigenschaftreihe hinsichtlich der äquivalent kristallinen Form. In der jetzigen Entwicklungsstufe entstehen die metallischen Gläser im extrem schnellen Abkühlungsprozeß bei einer Geschwindigkeit von 10^6 K/s. Man erhält auf diese Weise Bänder, die 20 bis 50 µm dick und bis 10 mm breit sind. Sie sind nicht spröde und haben eine Reihe interessanter Eigenschaften, z.B. hohe mechanische Festigkeit, kleine Wickelradien (das Band wird um einen Gegenstand mit einer Dicke von 1 mm gebogen), hoher spezifischer (elektrischer) Widerstand, vor allem sehr kleine Koerzitivkräfte (wegen des Fehlens der Kristallkorngrenzen im Material) und eine rechteckige Magnetisierungsschleife. In der Arbeit wird eine neue Materialgruppe — Bänder aus metallischem Glas (AMM auf Kobalt-Basis) — zur Abschirmung vorgestellt. Diese Materialien zeichnen sich durch eine sehr hohe magnetische Permeabilität im Bereich kleiner magnetischer Felder aus. Deshalb sind sie zur magnetischen und elektromagnetischen Abschirmung verwendbar.

Eine These der Arbeit lautet, daß sich die Bänder aus metallischem Glas (AMM) wesentlich besser für die Abschirmungen des magnetischen Feldes eignen als Permaloybänder. Sie bedürfen keines magnetothermischen Glühens, sind erschütterungssicherer und halten mechanischen Spannungen besser stand.

1. Abschirmungsklassifikation

Alle Gehäuse (auch Gehäuse elektronischer Bauelemente), Schutzwände, Schutznetze, Schutzwindungen und Kurzschlußwicklungen sowie magnetische Nebenschlußwiderstände werden nach einer allgemeinen Definition berechnet.

Mit Rücksicht auf ökonomische Belange unterscheiden sich die Abschirmungen folgendermaßen [1]:

- elektromagnetische Abschirmungen, die einen Wechselkraftfluß aus einer Schutzzone verdrängen und auf dem Prinzip der Gegenwirkung der Wirbelströme (z.B. die Aluminiumrohrabschirmung für Stromschienen oder Leitungen) basieren
- magnetische Abschirmungen, die auf dem Prinzip der magnetischen Nebenschlußwiderstände wirken, die einen statischen oder dynamischen magnetischen Kraftfluß aus der Schutzzone ableiten (z.B. die magnetischen Abschirmungen für Drosselspulen, Jochbalken, u.a.)
- elektrostatische Abschirmungen, die aus Metall oder Dielektrikum ausgeführt sind und kein elektrisches Feld in die Schutzzone hineinlassen.

Die elektrostatische Abschirmung wirkt dadurch, daß das elektrische Feld durch Anwendung z.B. eines metallischen Schirms eliminiert wird. Die Metallisierung ermöglicht eine direkte Verbindung der Abschirmung mit dem Störquellengehäuse oder mit der Schutzerdung. Die unerläßliche Bedingung der elektrostatischen Abschirmwirkung ist eine Ableitung der elektrischen Ladung aus der Abschirmung, anderenfalls konzentrieren sich die induzierten Ladungen auf der äußeren Hülle des Schirms. Dadurch wird das elektrische Feld in anderen Elementen induziert. Ein elektrischer Feldverlauf für den metallischen und unmetallischen Schirm zeigt Bild 1. Diese Schirme verschiedener Typen sind meist aus Metall, wobei nicht notwendig ist, besondere Bedingungen bzgl. Dicke und Leitfähigkeit des verwendeten Materials einzuhalten.

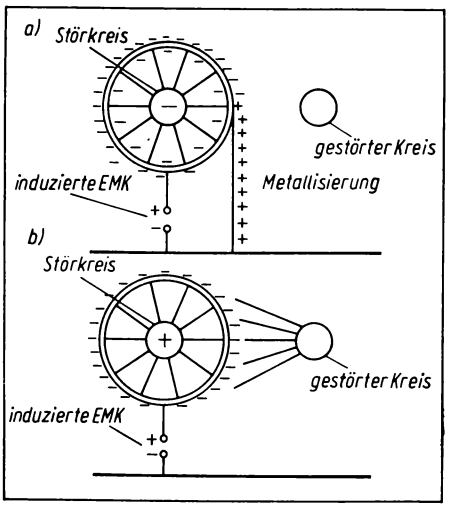


Bild 1
Elektrostatische Abschirmung eines Objekts
a) metallisierter Schirm;
b) nicht metallisierter Schirm

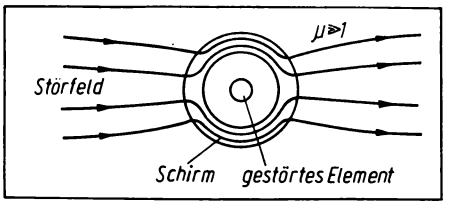


Bild 2
Magnetostatische Abschirmung

Die magnetischen Abschirmungen (auch magnetostatischen genannt) beruhen darauf, daß das statische bzw. quasistatische magnetische Feld im Querschnitt des Schirms konzentriert ist (Bild 2). Deshalb haben sie eine große magnetische Permeabilität und für Streufelder einen sehr kleinen magnetischen Widerstand. In dem Maße, wie der magnetische Widerstand im Magnetkreis sinkt, steigt der Induktionskoeffizient an. Die magnetischen Abschirmungen werden zur Zeit aus Metall oder aus Legierungen von Eisen-Nickel und Eisen-Kobalt gefertigt. Je größer die magnetische Permeabilität und die Dicke des verwendeten Materials für die Abschirmung ist, desto größer ist nach (1) die magnetische Abschirmwirkung. Die Abschirmeigenschaften sind dabei von der Form und der Abmessung des Schirms abhängig [2]. Die magnetische Abschirmwirkung z.B. für die Kugelschale errechnet sich bei dünnwandigen Schirmen nach [3] mit

$$S = \frac{|\vec{H}_0|}{|\vec{H}_i|} = \frac{4}{3}\,\frac{\mu d}{2R_0} + 1 \qquad (1)$$

und für relativ dünnwandige Zylinder entsprechend der Näherungsformel [4]:

$$S = 1 + \frac{\mu d}{2R_0}, \qquad (2)$$

H_0 äußere ungestörte Feldstärke,
H_i im Inneren des Gehäuses gemessene Feldstärke,
μ relative Permeabilität des Materials,
R_0 äußerer Radius der Kugelschale bzw. des Zylinders,
d Wanddicke.

Die Abhängigkeiten (1) und (2) gelten zunächst nur für den statischen bzw. quasistatischen Fall, bei denen das Magnetfeld konstant oder nur langsam veränderlich ist. Mit wachsender Frequenz steigen aber in den Abschirmungen die Wirkungen des Wirbelstromes an. In diesem Fall erfolgt die Verdrängung des Magnetfeldes gegen die äußere Schicht der Abschirmungen (Skineffekt). Die magnetischen Eigenschaften verlieren an Bedeutung, und der bestimmende Faktor wird die elektrische Leitfähigkeit des Materials.

Das magnetische Wechselfeld im ferromagnetischen Stoff in der Tiefe x berechnet sich nach folgender Gleichung:

$$H_x = H_m e^{-bx} \cos(\omega t - b x), \qquad (3)$$

Prof. Dr. sc. techn. *Siegfried Altmann* ist Direktor der Sektion Elektroenergieanlagen der Technischen Hochschule Leipzig und Vorsitzender der Bezirksfachsektion Elektrotechnik/Elektronik Leipzig der Kammer der Technik; Dr.-Ing. *L. Kieltyka* ist Dozent an der Technischen Hochschule Częslochowa, Institut für Industrielle Elektrotechnik und zur Zeit planmäßiger B-Aspirant an der TH Leipzig, Sektion Elektroenergieanlagen; Dr. habil.-Ing. *M. Soiński* ist Dozent an der Technischen Hochschule Czesłochowa (VR Polen), Institut für Elektroenergiewirtschaft.

$b\sqrt{\mu\mu_0 f \varkappa \pi}$ Dämpfungsfaktor,
f Frequenz,
ω Pulsation,
$\varkappa$ elektrische Leitfähigkeit,
t Zeit.

Die Schirmdicke bei einer konkreten Frequenz soll mindestens kleiner als die doppelte Tiefe des eindringenden magnetischen Feldes sein:

$$d < 2x_e$$

$$x_e = (\sqrt{\pi \mu \mu_0 \varkappa f})^{-1}. \quad (4)$$

Für die Grenzfrequenz einer Abschirmung mit der Dicke d gilt

$$f_g = \frac{4}{\pi \mu \mu_0 \varkappa d^2}. \quad (5)$$

Falls in elektromagnetische Abschirmungen elektromagnetische Wellen eindringen, soll die Dicke so gewählt werden, daß die Wellen vollständig absorbiert werden. Für Felder, die eine Ton- oder Hochfrequenz >20 kHz haben, wendet man Abschirmungen aus Materialien mit großen elektrischen Leitfähigkeiten an. Für die amorphen Abschirmungen empfiehlt es sich, Mehrfachabschirmungen zu benutzen, z.B. die Kombination eines Bandes aus metallischem Glas mit einem Band aus Aluminium oder aus Kupfer, separiert mit einem Dielektrikum.
In einer Abschirmung induziert das Störwechselfeld die Wirbelströme, die ihm entgegenwirken (Bild 3):

$$H = H_s - H_{ws} \quad (6)$$

H_s Feldstörung,
H_{ws} Wirbelstromfeld.

Die elektromagnetische Dämpfung steigt mit wachsender Frequenz und Wanddicke an, verursacht durch die Stromwärmeverluste der Wirbelströme. Bei entsprechend großen Frequenzen ist mit der Abschirmung durch die Wellenreflexion an den Wänden des Schirms zu rechnen. Das hängt mit dem Unterschied zwischen den Wellencharakteristika des Abschirmmaterials (Schirm — Dielektrikum) zusammen. Daher haben Mehrfachabschirmungen gute Abschirmeigenschaften. Man kann somit die universelle Abschirmung für elektrostatische, magnetostatische und elektromagnetische Felder entwickeln.
Die Abschirmung, die aus mehreren dünnen Schichten verschiedener Materialien aufgebaut ist, kann nach (7) größere Schirmdämpfungen haben als eine homogene Abschirmung, die die gleiche Dicke wie eine Mehrfachabschirmung hat:

$$D_a = 20 \lg |S| = 20 \lg \frac{|\vec{H}_0|}{|\vec{H}_i|}. \quad (7)$$

D_a Schirmdämpfung in dB,
S Abschirmwirkung nach (1) oder (2).

Eine große Bedeutung hat auch die Reihenfolge der Schichten, ihr elektrischer Aufbau und ihre jeweilige Dicke in der Abschirmung. Die Kennlinien der Abschirmwirkung als Funktion der Frequenz für die verschiedenen homogenen und zweischichtigen Abschirmmaterialien zeigt Bild 4.
Die homogenen Abschirmungen haben schlechtere Eigenschaften als die Zweischichtungen. Dabei hat die besten Eigenschaften die Abschirmung, die aus Kupfer — Eisen (Paramagnetikum-Ferromagnetikum) besteht (Bild 5).
Bei der Projektierung von mehrschichtigen Abschirmungen sind die folgenden Empfehlungen zu berücksichtigen:

— Die Auswahl des metallischen Materials und seine Zusammensetzung soll so erfolgen, daß die äußeren Schichten bessere Ergebnisse für die Abschirmung durch die Wellenreflexion (Dielektrikum) und die inneren Schichten bessere Ergebnisse durch die Schirmdämpfung (Ferromagnetikum) ergeben.
— Auswahl der Schichtdicken: für Frequenzen von 20 Hz bis 40 kHz bei dielektrischen und ferromagnetischen Materialien die gleiche Dicke, für Frequenzen $f > 40$ kHz dünne Schichten der diamagnetischen Materialien und dicke der ferromagnetischen.
— Die Endungsschichtdicke der diamagnetischen Materialien soll gleich der Tiefe des eindringenden magnetischen Feldes sein [vgl. (4)].
— Der Schirm soll hermetisch abgeschlossen sein. Schnitte und die Fuge, die eventuell in der Abschirmung sind, sollen senkrecht an der magnetischen Störungsfeldlinie verteilt sein.

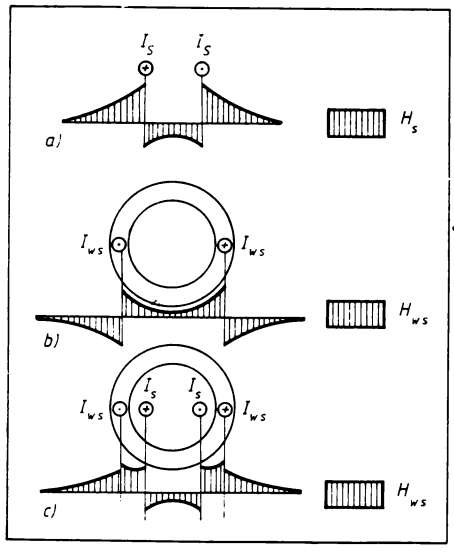


Bild 3
Elektromagnetische Abschirmung
a) Grundfeld;
b) Wirbelstromfeld;
c) zufälliges Feld
I_S, H_S entsprechende Ströme und Magnetfelder;
I_{WS}, H_{WS} entsprechende Wirbelströme und Magnetfelder, die durch sie hervorgerufen werden

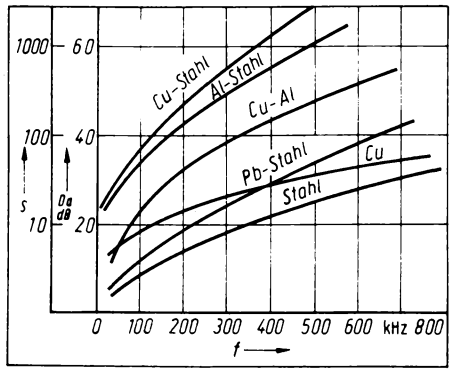


Bild 4
Abschirmeigenschaften ausgewählter Materialien (auf der Grundlage von [4])

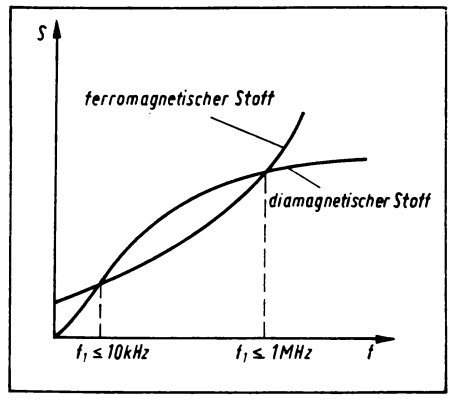


Bild 5
Abschirmwirksamkeit als Funktion der Frequenz für diamagnetische und ferromagnetische Abschirmungen

In den Abschirmungen mit Luftfugen bei steigender Frequenz (Bild 4) ist keine Verbesserung der Abschirmeigenschaften zu verzeichnen. Annähernd kann festgestellt werden, daß bei einer festen Frequenz die Vergrößerung der Fuge von 1 mm auf 4 mm einen achtmaligen Abfall der Abschirmwirkung bewirkt.
Für die Kugelschale (S_K), zylinderförmige (S_Z) und quaderförmige (S_Q) Becher gilt [4]:

$$S_K : S_Z : S_Q = 3:2:1. \quad (8)$$

Quaderförmige Becher sind demnach am schlechtesten in ihrer Abschirmwirkung. Sie ist nach (7) um 6 dB kleiner als für zylinderförmige Becher und um 9,5 dB kleiner als für die Kugelschale. Diese Aussage ist bzgl. besserer Schirmformen in der industriellen Praxis bedeutend.

2. Auswahl des Abschirmungsmaterials

Aus den Überlegungen folgt, daß für elektrostatische Abschirmungen die Güte der Metallisierung wesentlich ist. Bei kleineren Strömen ist es möglich, dünnere Hüllen anzuwenden, meist aus Aluminium und Kupfer mit einer Dicke von 0,03 bis 0,10 mm. Um statischen und quasistatischen magnetischen Feldern entgegen zu wirken, benutzt man Materialien mit einer großen magnetischen Permeabilität. Bei Frequenzanstieg bedarf es kleinerer Banddicken

und kleinerer elektrischer Leitfähigkeiten des Abschirmmaterials. Die Abhängigkeit der Abschirmwirkung als Funktion der Frequenz für diamagnetische ($\mu < 1$) und ferromagnetische ($\mu \gg 1$) Abschirmungen zeigt Bild 5. Darin werden die drei charakteristischen Frequenzzonen gezeigt:

— $0 \leqq f \leqq$ (5 bis 10) kHz magnetostatische Abschirmung (bessere Eigenschaften hat hier das Ferromagnetikum)
— 10 kHz $\leqq f \leqq$ 1 MHz elektromagnetische Abschirmung (besser ist ein diamagnetischer Stoff)
— $f >$ 1 MHz elektromagnetische Abschirmung (der Skineffekt im Ferromagnetikum hat das Primat).

Die Formgebung der Abschirmungen wird durch Biegen und Formpressen bestimmt. Das hat einen ungünstigen Einfluß auf die Werte der magnetischen Permeabilität des Materials. Deshalb bedürfen die konventionellen Materialien einer komplizierten magnetothermischen Behandlung. Außerdem ist während ihrer Anwendung und mechanischen Erschütterungen Vorsicht geboten und Spannungen ist entgegenzuwirken. Für die magnetischen Permeabilitäten der genannten Materialien gilt: Permaloybänder nach einer magnetothermischen Behandlung (Dicke um 0,2 mm) nicht größer als $\mu_{max} \leqq$ (150 bis 220) $\cdot 10^3$ [5], für Transformatorenblech der Sorte ET4 (Dicke 0,27 mm) $\mu_{max} \leqq 40 \cdot 10^3$ [6], für die Hochsiliziumbänder „anizotroperm" (Dicke 0,05 mm) $\mu_{max} \leqq 20 \cdot 10^3$ [6]. Die metallischen Glasbänder [7] haben erheblich vorteilhaftere Werte [8] [9] bei einer Dicke von 0,02 bis 0,04 mm (ohne magnetothermische Behandlung) (Bilder 6 und 7). Die Daten wurden auf Grund statischer Magnetisierungskurven gewonnen, die an ringförmigen Probekörpern aufgenommen worden sind und deren Fehler nicht größer als 2% ist. Bei magnetothermischer Behandlung haben die amorphen Materialien eine fast zweifache Steigung der Permeabilität im Verhältnis zu den Werten, die aus Bild 6 hervorgehen. Die Werte im Bild 7 betreffen mehrschichtige Kreise (longitudinale magnetische Kreise), z.B. Eisen — magnetische Glasbänder (AMM— auf Kobalt-Basis), oder Eisen — magnetische Glasbänder (AFB — auf Eisen-Basis). Die Probekörper aus metallischen Gläsern wurden als ringförmige Kerne aus sehr dünnen Bändern ausgeführt. Diese Probekörper sind aus Eisenkernen gezogen worden, deshalb die Unterschiede zwischen den maximalen Werten der Permeabilitäten (Bilder 6 und 7). Den Meßergebnissen ringförmiger Probekörper sind die Abmessungen gemäß [5] zugrunde gelegt.

3. Abschirmungseigenschaften der metallischen Glasbänder

Der Quotient der Werte der magnetischen Feldstärke H_0 und H_i stellt die Abschirmwirkung S dar [11]. Unter Annahme vereinfachender Voraussetzungen steht dieser Quotient, der in (7) angegeben ist, im Zusammenhang mit den Spannungen, die in den Meßspulen induziert werden. Und zwar ohne und mit Abschirmung (Bild 8) zum Zweck einer homogenen magnetischen Feldstärke. Für die Schirmabmessung nutzte man statt der Feldspule die Helmholtzspule. Die Untersuchungen wurden mit zylindrischen Abschirmungen aus Permaloy P50 [5] und amorphen magnetischen Bändern (AMM) [7] durchgeführt. Die Form dieser Abschirmungen zeigt Bild 9.

Die Abschirmungen aus Permaloyblech mit einer Dicke von 0,5 mm wurden einer magnetothermischen Behandlung unterzogen [5], diejenigen, die aus metallischen Glasbändern mit einer Dicke von 0,025 mm ausgeführt waren, wurden mehrschichtig [Anzahl 2, 4 (2), ..., 12] zusammengerollt. Das Meßschema zeigt Bild 8. Es ermöglicht insgesamt die Bestimmung der Schirmwirkung S der Schichten und der Schirmdämpfung D_a. Die Schichtabschirmung hat größere Schirmdämpfung als die homogene Abschirmung. Als Dielektrikum in den Schichtabschirmungen kam Wickelmasse zum Einsatz, die alle Windungen der metallischen Glasbänder verband.

Aus dem Vergleich der Bilder 10a) und 10b) folgt, daß die geschichtete Abschirmung — aus metallischen Glasbändern (AMM) (Dicke 10 × 0,025 mm und ohne magnetothermische Behandlung) — ähnliche Eigenschaften wie die doppelte Abschirmung — aus

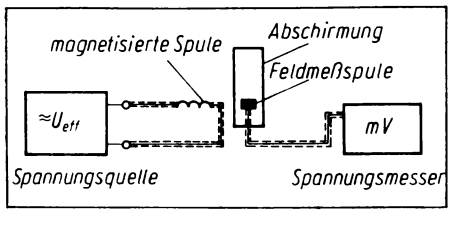


Bild 8
Meßschema zur Ermittlung des Abschirmkoeffizienten

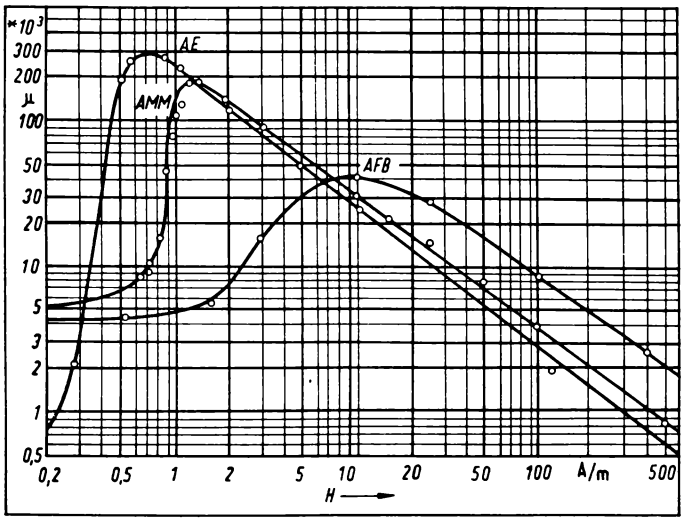


Bild 6. Statische Dielektrizitätskonstanten metallischer Glasbänder des Typs AFB (auf Eisen-Basis), AMM (auf Kobalt-Basis) sowie AE (auf Nickel-Basis) in Abhängigkeit von der magnetischen Feldstärke (auf der Grundlage von [8])

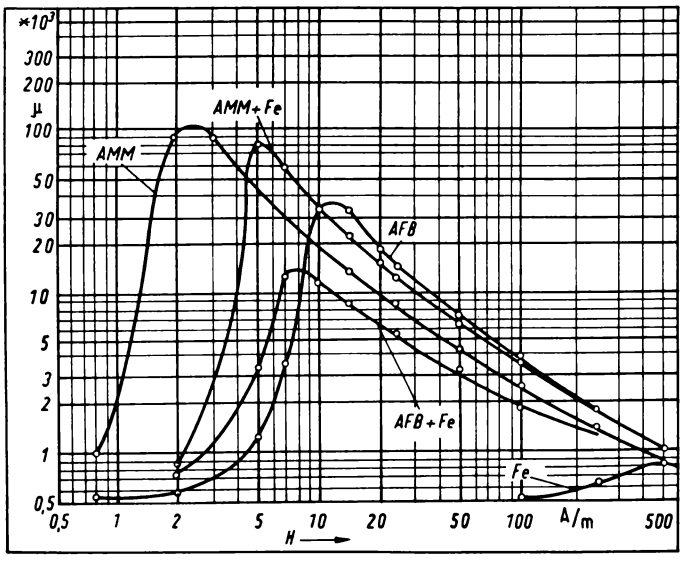
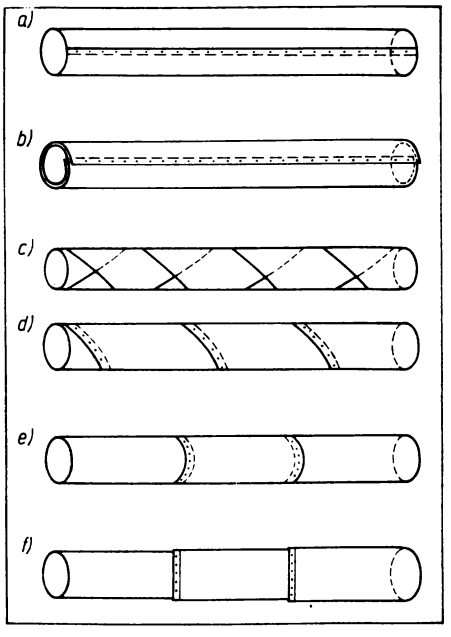


Bild 7. Magnetische Permeabilität von Magnetkreisen [9] in Abhängigkeit von der Magnetfeldstärke (auf der Grundlage von [10])

Permaloy (Dicke 2 × 0,5 mm und zusätzliche magnetothermische Behandlung) — hat. Die beiden Abschirmungstypen sind ohne Luftspalt. Es sind die grundlegenden Vorteile der metallischen Glasbänder erkennbar, wobei amorphes Material zu sehr dünnen Bändern formbar ist, oder in Pulverform benutzt werden kann. Die

Bild 9
Typen der untersuchten zylindrischen Abschirmungen
a) einfach; b) doppelt; c) doppelt spiralförmig; d) spiralförmig; e) geschichtet; f) geschichtet teleskopförmig



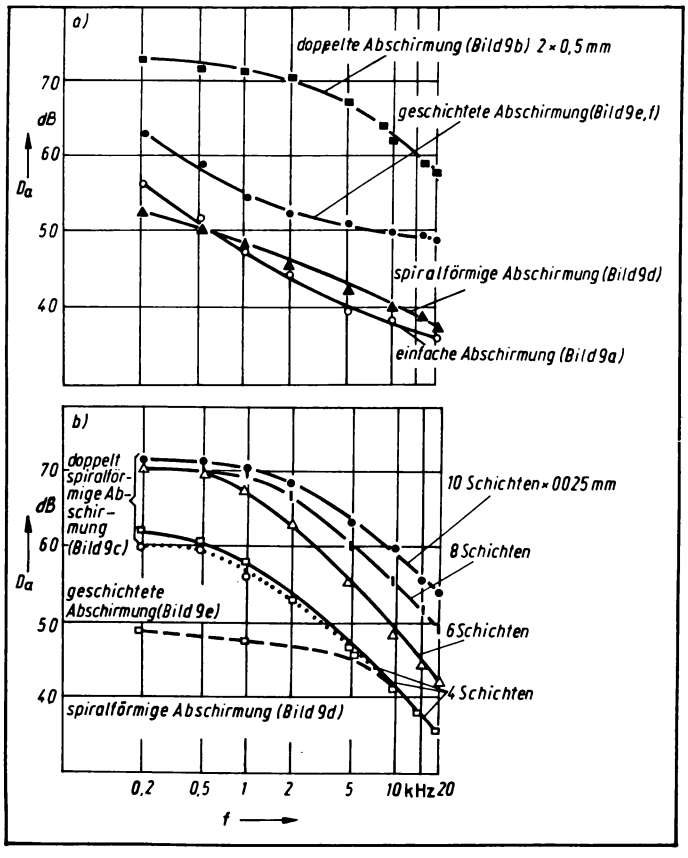


Bild 10. Änderungen des Abschirmkoeffizienten D_a in Abhängigkeit von der Frequenz (Meßschema entsprechend Bild 8)
a) für Permaloy-Schirme; b) für Schirme aus Bändern metallischer Gläser

relativ kleinen Werte der Schirmdämpfung D_a für die Abschirmung — aus vier Schichten in Spiralform (Bild 10b) — ergeben sich deshalb, weil der Luftspalt, der in verschiedenen Richtungen im Verhältnis zur senkrechten Richtung bezüglich der Achse des magnetischen Feldes, festgelegt wird. Bei Auftragen sehr dünner Schichten des Paramagnetikums auf das Band des metallischen Glases (z.B. es taucht eine Seite des Bandes in das Kupfer(II)-Sulfat ein), ergibt sich eine Vergrößerung der Werte der Schirmwirkung um 10% im gesamten Bereich der betreffenden Frequenz. Bessere Abschirmeigenschaften erhält man, wenn zwischen die Schichten dielektrisches Material gebracht wird.

4. Zusammenfassung

Experimente und Analysen zeigen, daß metallische Glasbänder bessere Abschirmmaterialien sind als konventionelle Materialien. Der Vergleich der Abschirmungen derselben geometrischen Formen hat gleiche Abschirmeigenschaften von amorphen Bändern auf Kobalt-Basis und Permaloy P50 (bei einer dreimal kleineren Dicke). Ebenso ist die Abschirmung aus Permaloy besser als die aus Eisen [12]. Es folgt daraus, daß Permaloy eine sechsfach höhere Permeabilität hat als Eisen. Permaloy wurde noch magnetothermisch behandelt, während die amorphen Bänder unbehandelt blieben.
Die Abschirmungen aus metallischen Glasbändern sind leicht, elastisch und federnd. Darüber hinaus kann man sie leicht in die benötigte Form bringen. Sie sind auch erschütterungssicherer und vertragen höhere mechanische Spannungen. Die Abschirmungen aus mehreren Schichten, die dielektrisch getrennt sind, kann man als eine qualitativ neue Gruppe betrachten. Diese Schichtabschirmungen können im übrigen auch aus Segmenten aufgebaut werden [13].

Literatur

[1] *Turowski, J.:* Obliczenia elektromagnetyczne elementów maszyn i urządzeń elektrycznych. Warschau: WNT 1982
[2] *Kieltyka, L.:* Anwendung der Bubnov-Galerkin-Methode bei zylinderförmigen magnetischen Abschirmungen. 4. Int. Symposium TET, Ilmenau 1987
[3] Vacuumschmelze Katalog. Hanau 1975
[4] *Lutow, S. A.:* Zakłócenia przemysłowe przy odbiorze radiowym i ich zwalczanie. Warschau: Wyd. Komunikacyjne 1955
[5] PN-77/H — 92827: Stopy magnetycznie miękkie niklu z żelazem i kobaltu z żelazem.

Rechnerunterstützte Meßwerterfassung und -verarbeitung bei der Ermittlung der Kriechstromfestigkeit nach TGL 200-0018

R. Eitner; J. Goebel; G. Laßwitz, KDT; Ilmenau

Mitteilung aus dem Wissenschaftsbereich Elektrische Isolier- und Hochspannungstechnik der TH Ilmenau

Eine der entscheidenden Beanspruchungen von organischen Freiluftisolierungen ist die elektrolytisch leitende Fremdschicht. In der Literatur gibt es eine Vielzahl von Verfahren, mit denen diese Größe ermittelt werden kann [1] bis [3].
In der DDR wird das in der IEC 112 dargelegte Tropfenverfahren angewendet. Es ist im Standard TGL 200-0018, Verfahren B, spezifiziert. Die Kenngröße des Verfahrens ist ein Spannungswert, bei dem das Material 50 Auftropfungen eines bestimmten Elektrolyten standhält. Andere Kenngrößen werden nicht ermittelt.
Das Problem besteht darin, eine Klassifizierung und Unterscheidung zu treffen, wenn Kunststoffe mit gleicher Kriechstromfestigkeit geprüft werden. Verschiedene Autoren haben deshalb zusätzliche Meßgrößen und Beanspruchungen empfohlen, die eine Unterscheidung ermöglichen [4] [5]. Einige dieser Meßgrößen sind nur mit größerem Aufwand und zusätzlichen Meßeinrichtungen erfaßbar. Hier besteht nun die Möglichkeit, mit den Mitteln der Mikroelektronik und Rechentechnik und mit vertretbarem Aufwand Abhilfe zu schaffen. Allerdings ist zu bedenken, daß der Aufwand an Rechentechnik nur in größeren Labors sinnvoll erscheint.

1. Problemstellung

Werden Kunststoffe für elektrische Isolierungen in elektrotechnischen Anlagen benutzt, ist stets das Zusammenwirken von elektrischen, mechanischen, thermischen und klimatischen Belastungen zu beachten. So tritt besonders in Freiluftanlagen das Problem der Kriechstromfestigkeit und Erosionsbeständigkeit der Isolierstoffe in den Vordergrund.
Die Prozesse der Isolierstoffdegradation sind sehr kompliziert und in ihrem Zusammenwirken qualitativ und quantitativ noch weitgehend ungeklärt. Als gesichert kann angesehen werden, daß der über das elektrische Feld in verschiedener Weise auf den Isolierstoff wirkende Strom je Zeiteinheit sowie die entsprechende Energie die Zerstörung des Isolierstoffs an der Oberfläche bzw. die Bildung von Kriechspuren verursachen.
Um das Kriechstromverhalten genauer beurteilen zu können, ist es notwendig, aus dem Tropfentest weitere Größen zur Bewertung herauszuziehen und zu analysieren. Dazu muß die Auswerte-

Dipl.-Ing. *Ralf Eitner;* Dr. rer. nat. *Jens Goebel* und Dr.-Ing. *Günter Laßwitz* sind wissenschaftliche Assistenten an der TH Ilmenau, Wissenschaftsbereich Elektrische Isolier- und Hochspannungstechnik.

[6] *Groyecki, J.:* Charakterystyki stali. Seria G. Tom 1. Katowice 1981 Wyd. Śląsk
[7] Karta materiałowa: Szkła metaliczne. Warschau: Instytut Inżynierii Materialowej Politechniki Warszawskiej 1984
[8] *Soiński, M.:* Wykorzystanie taśm szkiel metalicznych do ekranowania silników elektrycznych małej mocy. Przegląd Elektrotechniczny 1987
[9] *Soiński, M.:* Obwod magnetyczny silnika elektrycznego prądu stałego. Zgłoszenie wzoru użytkowego Nr W. 78300, 1986
[10] *Soiński, M.; Wilczyński, W.:* Fundamental properties of laminar magnetic circuit. Materiały Konferencyjne „I Miedzynarodowej Konferencji: Stopy metali szybko chłodzone", s. 137—139. Warna 1987, Wyd. Bułgarskiej Akademii Nauk
[11] *Kieltyka, L.; Soiński, M.:* Berechnung des Abschirmkoeffizienten gewickelter amorpher magnetischer Bänder. 4. Int. Symposium TET, Ilmenau 1987
[12] *Warlamow, R. G.:* Projektowanie konstrukcji elektronicznych. Warschau: WKiŁ 1968
[13] *Soiński, M.:* Ekran elektromagnetyczny, prawo ochronne na wzór użytkowy W.73237 oraz zgłoszenie patentowe Nr. 252226

EA 5933

methodik verbessert und erweitert werden. Im einzelnen können zur besseren Aufklärung der Prozesse der Ladungsumsatz, die Energiebilanz oder die Anzahl der Entladungen während einer Beanspruchungsperiode herangezogen werden.
Die Erfassung dieser Größen kann über analoge Meßeinrichtungen erfolgen. Dieser Aufwand ist sehr hoch und es bedarf zusätzlicher aufzeichnender Meßgeräte. Eine Erfassung der Größen über den Rechner MC 80 ist sinnvoll, der neben der Registrierung gleichzeitig eine Bewertung, z. B. in Form von Berechnungen, durchführen kann. Die Möglichkeit der Ergebnisspeicherung bedeutet einen entscheidenden Vorteil der Auswertung.
Über geeignete schaltungstechnische Realisierungen und die erforderlichen Programme zur Verarbeitung wird nachfolgend berichtet.

2. Schaltungstechnik

Für eine Verarbeitung mit dem Rechner müssen die Meßgrößen digitalisiert und in geeigneter Art und Weise in einen RAM-Speicher übertragen werden. Dazu sind eine Sample-and-Hold-Schaltung und der entsprechende Analog-Digital-Wandler erforderlich.
Die Schaltungen wurden so aufgebaut, daß das analoge Stromsignal des Prüfkreises mit dem MC 80 erfaßt und ausgewertet werden kann. Das Signal wird über einen ohmschen Widerstand direkt aus dem Prüfkreis ausgekoppelt. Entsprechend der Abtastfrequenz des AD-Wandlers sind der Digitalisierungseinheit geeignete Tiefpaßfilter zur Vermeidung von Aliasing-Effekten vorgeschaltet. Das Blockschaltbild ist im Bild 1 dargestellt.
Um auch bei geringen Strömen im Prüfkreis eine vernünftige Auswertung zu ermöglichen, wird das Signal von einem Wechselspannungsverstärker entsprechend verstärkt, um anschließend gleichgerichtet zu werden. Dort kann es über einen y-t-Schreiber als bekanntes Stromdiagramm aufgenommen werden.
Als Analog-Digital-Wandler wird der Schaltkreis C 571 D mit 10 bit Auflösung eingesetzt. Der Wandler arbeitet nach dem sukzessiven Approximationsverfahren im Eingangsspannungsbereich von 0 bis 10 V. Die Einsatzschaltung ist im Bild 2 dargestellt [6]. Da der Wandler einen niederohmigen Eingangswiderstand hat, ist ein Impedanzwandler nötig, der das Analogsignal außerdem während der Umsetzzeit des AD-Wandlers auf einem konstanten Wert hält. Diese Funktion wird von der Sample-and-Hold-Schaltung erfüllt. Während der Umsetzzeit des AD-Wandlers darf sich die Ausgangsspannung der Sample-and-Hold-Schaltung maximal um $\pm$ 1/2 LSB ändern. Diese Schaltung hat die Aufgabe, das Analogsignal abzutasten und entsprechend der Umsetzzeit des AD-Wandlers auf einem konstanten Wert zu halten. Abtast- und Haltezeit werden von einem Takt gesteuert, der durch den o.g. monostabilen Multivibrator erzeugt wird. Die Sample-and-Hold-Schaltung besteht prinzipiell aus Eingangs-OV, Ausgangs-OV, einem Diodenring als schneller Torschaltung und einem Speicherkondensator [7].
Steuersignal für den AD-Wandler ist das Startsignal. Es wird mit Hilfe eines Adreßdecoders über einen monostabilen Multivibrator aus den 8 niederwertigen Adressen und den Steuersignalen /IORQ und /RD des Mikrorechners gebildet. Außerdem stellt der Decoder die Datenübernahmesignale bereit. Nach Beendigung der Umsetzung gibt der AD-Wandler das STATUS-Signal aus.
Zum Einlesen der 10-bit-Datenworte des Wandlers über den 8-bit-Datenbus des MC 80 sowie zur Erfassung des Status-Signals werden zwei Tri-State-Bustreiber DS 8286 eingesetzt. Mit Hilfe von IN-Befehlen können die beiden Tore alternativ angesprochen und die Daten in den Speicher des MC 80 übertragen werden. Die Verarbeitung bzw. Auswertung des über den AD-Wandler digitalisierten Kriechstromsignals wird softwaremäßig durch BASIC- und Assemblerprogramme realisiert.

3. Erfassungs- und Auswerteprogramm

Für den Rechner MC 80 wurde ein BASIC-Masterprogramm geschaffen, das die speziellen Assembler-Routinen zur Datenerfassung und Auswertung steuert sowie die alphanumerische und graphische Dokumentation der Ergebnisse organisiert. Das Gesamtprogramm hat einen Umfang von etwa 8 KByte.
Die Erfassungsroutine ermöglicht die Aufnahme des in dem zuvor beschriebenen Meßkreis gewandelten und vom AD-Wandler digitalisierten Stromsignals, beginnend ab einem mit dem Tropfenfall ausgelösten Startsignal. Die Dauer eines Meßzyklus ist im Bereich T = 2 bis 60 s frei wählbar. Die Aufnahme kann für max. 50 Auftropfungen wiederholt oder bei jeder Tropfenzahl N ($N < 50$) abgebrochen werden. Je Meßzyklus erfolgen 16384 Digitalabtastungen, so daß die Abtastfrequenz zur Zyklenzeit T umgekehrt proportional ist und max. 8 kHz beträgt.
Das Zeitregime verwaltet der CTC-Schaltkreis der ZRE über eine Interrupt-Routine. Die Datenbreite des vom AD-Wandler angebotenen Digitalwortes beträgt 10 bit. Für jeweils 64 aufeinanderfolgende Abtastungen wird ein Mittelwert gebildet. Die Ergebnisse werden als 16-bit-Worte im Speicher des Rechners abgelegt. Damit ist jeder Meßzyklus in 256 Zahlenwerten erfaßt. Bei der Auswer-

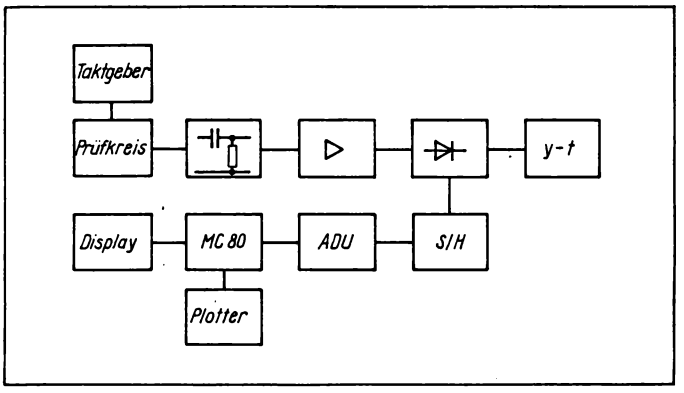


Bild 1. Prinzipieller Aufbau zur Meßwerterfassung und -verarbeitung bei der Kriechstromprüfung

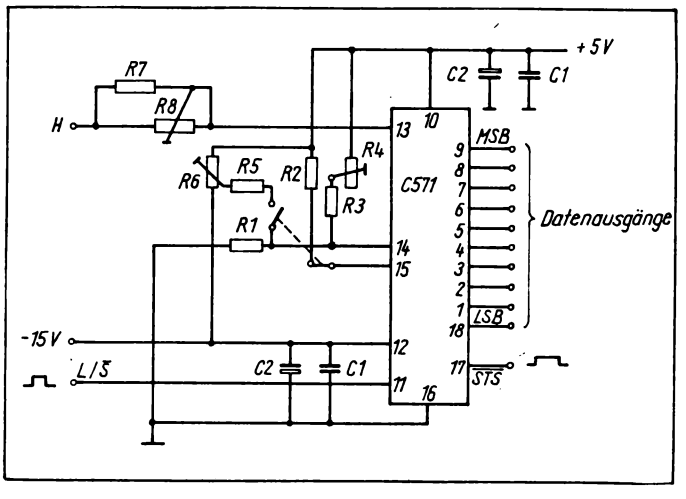


Bild 2. Einsatzschaltung des als AD-Wandler verwendeten C 571 D

Bild 3. Tabellenausdruck der Bewertungsbedingungen und der Ergebnisse einer Meßreihe

```
KRIECHSTROMMESSUNG - VERSUCH NR. 1
==================================

FOLGEZEIT DER TROPFEN = 30 SEC
SPANNUNG = 300 V                SCHWELLWERT = 1 MA
INTEGRATIONSBEGINN:    TA = 0 SEC    IA = 0 MA

TROPFEN-NR.   LADUNG(MC)     ENERGIE(WS)    SCHWELLZAHL
-----------------------------------------------------

     1.        1.942E+03       582.6            9
     2.        3.934E+03       1.1502E+03      17
     3.        3.796E+03       1.1388E+03      21
     4.        3.661E+03       1.0983E+03      22
     5.        3.577E+03       1.0731E+03      18
     6.        3.444E+03       1.0332E+03      18
     7.        3.579E+03       1.0737E+03      21


    44.        4.628E+03       1.3884E+03      50
    45.        4.526E+03       1.3578E+03      47
    46.        4.087E+03       1.2261E+03      40
    47.        4.452E+03       1.3356E+03      58
    48.        4.353E+03       1.3059E+03      50
    49.        4.21E+03        1.263E+03       48
    50.        4.167E+03       1.2501E+03      45

ENDE DER MESZREIHE NACH 50 TROPFEN.
```

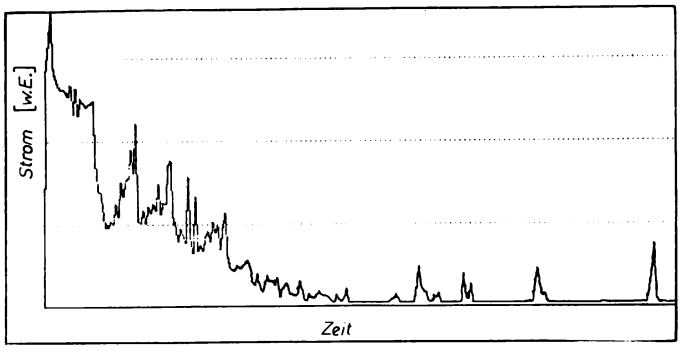


Bild 4. Graphische Darstellung des Stromverlaufs über der Zeit für ein Belastungsintervall

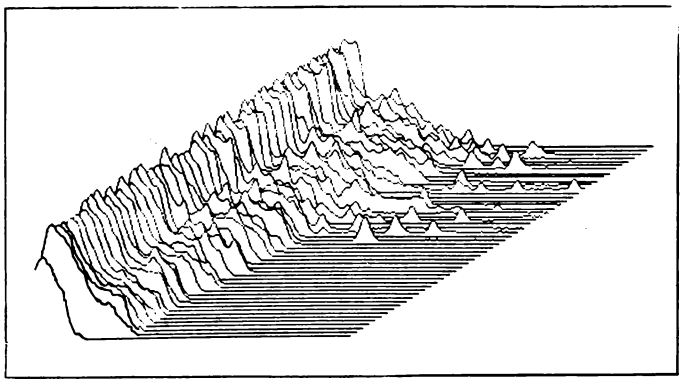


Bild 5. Pseudo-3D-Darstellung einer Versuchsreihe

tung der Messung steht die Bestimmung der im Zeitintervall T transportierten Ladung im Vordergrund. Das erfordert die Integration des Stromsignals, die in Form einer Addition der je Zyklus erfaßten Werte realisiert wird. Anschließend erfolgt eine Normierung des Ergebnisses entsprechend der Strom-Spannungs-Kennlinie des Meßkreises und den Parametern des AD-Wandlers. Analog wird die in jedem Intervall T umgesetzte Energie berechnet. Ladung und Energie stehen danach als Werte in gebräuchlichen SI-Einheiten (pC bzw. mW) zur Verfügung. Etwa zur Unterdrückung von Störungen kann für die Integration ein unterer Schwellwert des Stromes angegeben werden. Die freie Wahl eines rechtsbündigen Zeitfensters innerhalb eines Meßzyklus ermöglicht eine selektive Berechnung von Ladung und Energie. Neben diesen Bewertungsgrößen können noch Aussagen über die Variation des Stromsignals gewonnen werden. Dazu wird die Anzahl der innerhalb einer Zeit von $T/256$ über einen beliebig programmierbaren Schwellwert hinausreichenden Stromzuwächse errechnet. Die Ergebnisse dieser Auswertung können tabellarisch über einen Drucker ausgegeben werden (Bild 3). Dabei werden für jeden Meßzyklus Ladung, Energie und die Anzahl der Schwellwertüberschreitungen angezeigt. Der Tabellenkopf enthält alle wesentlichen Daten des Versuchs und die Randwerte für die Auswertungsroutine.

Die gemessenen und digitalisierten Stromverläufe können auf einem dem Rechner angeschlossenen Graphikdisplay dargestellt und ebenfalls über Druck ausgegeben werden (Bild 4). Das Ensemble der Einzelkurven einer Meßreihe kann darüber hinaus in einer Pseudo-3D-Darstellung angeordnet und in Druck und Bild sichtbar gemacht werden. Hierbei werden die Zyklenzeit T, die Tropfenzahl N und die Stromstärke als räumliche Koordinaten genutzt. Zuvor glättet eine spezielle Routine die Kurvenverläufe. Dadurch entsteht für den Experimentator ein recht plastisches Bild des Versuchsverlaufs, der für eine Versuchsreihe im Bild 5 dargestellt ist.

Das Rahmenprogramm ermöglicht die Auswertung eines Datensatzes unter den verschiedensten hier beschriebenen Gesichtspunkten sowie dessen Sicherung auf externen Datenträgern.

4. Ergebnisse

Mit der vorgestellten rechnerunterstützten Meßwerterfassung und -verarbeitung können die Kriechstromuntersuchungen wesentlich vereinfacht werden, obwohl eine größere Datenmenge zur Bewertung zur Verfügung steht. Das wird in den Bildern 3 bis 5 deutlich. Die dort in Tabellenform oder als Grafik ausgedruckten Werte für Ladung oder Anzahl der Entladungen können z. B. über der Tropfenzahl oder der Spannung dargestellt werden. Die Bilder 6 bis 8 zeigen das für zwei verschiedene Prüflösungen und zwei verschiedene Materialien in Abhängigkeit von der Spannung. Dabei ist ein entscheidender Vorteil, daß die im Speicher gesammelten Daten mehrfach ausgewertet werden können. Das betrifft sowohl den Integrationsbeginn zur Bestimmung der umgesetzten Ladung und der Energie als auch die Verschiebung des zu bewertenden Stromsignals von Null zu höheren Werten, wie im Kopf der Tabelle ausgedruckt. Im Bild 6 ist die Wirkung der Verschiebung des Integrationsbeginns für EG1 am Beispiel der Energie dargestellt. Bei niedrigen Spannungen wirkt sich der Stromanteil der Verdampfungsphase in hohen Ladungen bzw. Energien aus. In dieser Phase siedet die Prüfflüssigkeit und verdampft. Die thermische Belastung der Kunststoffoberfläche liegt in der Höhe der Siedetemperatur. Erst mit dem Aufreißen des Flüssigkeitsfilms setzen die die Kunststoffoberfläche schädigenden Entladungen ein.

Bild 6
Darstellung der ermittelten umgesetzten Energie in Abhängigkeit von der Spannung bei verschiedenem Integrationsbeginn

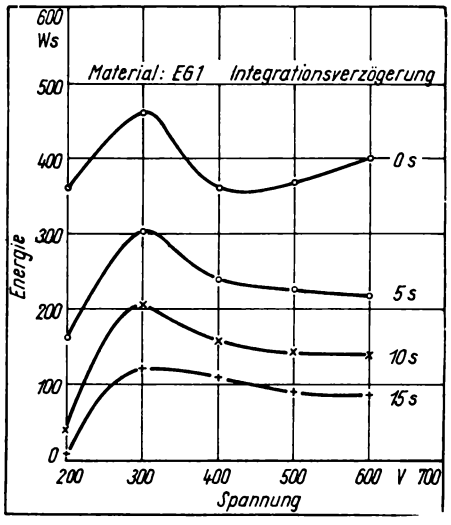


Bild 7
Darstellung der Anzahl der Entladungen in Abhängigkeit von der Spannung für verschiedene Stoffe und Prüflösungen

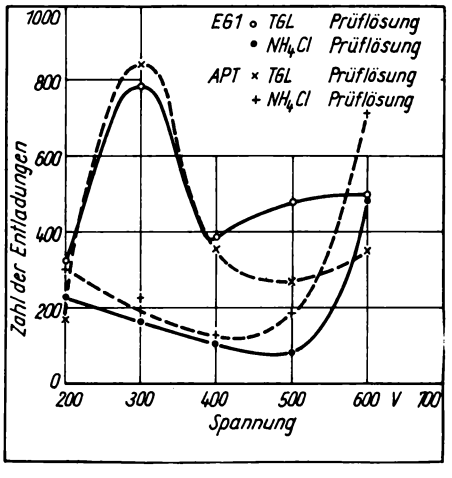
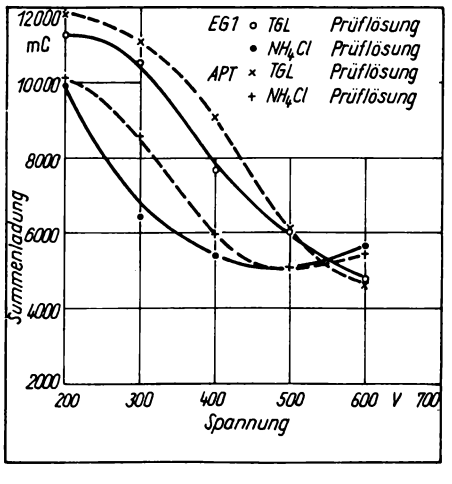


Bild 8
Darstellung der umgesetzten Ladung in Abhängigkeit von der Spannung für verschiedene Stoffe und Prüflösungen



Aktuelle Probleme des Einflusses nichtlinearer Verbraucher auf Energiespeisenetze

A. Handke, Poznań, VR Polen

Verwendete Abkürzungen, Formelzeichen und Indizes

AK	Akustische Einwirkung
CH	Chemische Einwirkungen
EC	Elektrochemische Wirkungen
EM	Elektromagnetische Einwirkungen
LC	Serienfiltersatz
NL	Nichtlineare Einwirkung
NS	Natürliche Kompensationsmittel
OL	Lineare Verbraucher
ON	Nichtlineare Verbraucher
SEE	Energiesystem
SN	Natürliche Umwelt
SS	Künstliche Kompensationsmittel
TE	Thermische Einwirkung
ZS	Umweltverändernde Einwirkung
α	Ansteuerwinkel
p_{in}	Stromoberschwingungen
P	Wirkleistung
Q	Verschiebungsblindleistung
S	Scheinleistung der Grundschwingung
S^*	Gesamtscheinleistung
S_1^*	Blindleistung des nichtlinearen Kreises
T	Verzerrungsblindleistung
N	Asymmetrieleistung
W	Gesamtblindleistung
k_W	Leistungsfaktor
D_u	Klirrfaktor
R_{ob}	Resistanz
k_o	Koeffizient, beschreibt das Verhältnis der harmonischen Stromkomponente im Nulleiter zum Effektivwert des Stroms
k_{om}	im Phasenleiter bei $I_{(\alpha = 0)}$ bzw. $I_{(\alpha)}$
k_c	Verschiebungsfaktor
k_T	Verzerrungsfaktor
k_N	Asymmetriefaktor [der Index d weist auf die entsprechenden zulässigen Werte (Modellwerte) hin]
U_n	Effektivwert der Spannungsoberschwingung n-ter Ordnung
k_p	Verhältnis der Gleichstromkomponente der Verschiebungsblindleistung Q zur Wirkleistung P
Z_S	Impedanz des Energiesystems
P_{Zn}	Nennleistung des nichtlinearen Verbrauchers
S_{ZW}	Energiesystem-Kurzschlußleistung an der Anschlußstelle des Verbrauchers
k_{Wo}	Leistungsfaktor des nichtlinearen Verbrauchers (der Index o an zweiter Position weist auf die spezifischen Werte des nichtlinearen Verbrauchers hin)
I_C	Strom der Parallelkondensatorbatterie
Q_V	Leistung der Parallelkondensatorbatterie
I_{CZn}	Nennstrom der Grundschwingung
Q_{CZn}	Nennleistung der Grundschwingung
k'	Zulässige Überlastkoefffzienten des Batteriestromes bzw.
k''	der Batterieleistung
X_C	Reaktanz
cos φ_{1d}	Zulässiger Leistungsfaktor
k_{CS}	Mittlerer Verschiebungsfaktor
Q_{Var}	Aufgenommene Verschiebungsleistung
Q_{VarC}	Blindleistung

Dr.-Ing. habil. *Adam Handke* ist Dozent an der TH Poznań, Instytut Elektroenergetyki.

Das Problem der einwandfreien Zusammenarbeit der nichtlinearen Verbraucher, insbesondere der Thyristorumformer hoher Leistung, mit dem Energiespeisenetz bildete sich während der letzten 20 Jahre heraus und hat in den 80er Jahren wesentlich an Bedeutung gewonnen. Bisher wurden Einzelbeispiele mangelhafter Zusammenarbeit nichtlinearer Verbraucher mit dem Speisenetz analysiert und entsprechende Maßnahmen vorgeschlagen. In nächster Zukunft wird man jedoch komplexer an die Probleme der Kompensation des negativen Einflusses auf das Speisenetz, bedingt durch nichtlineare Verbraucher, herangehen müssen.

Aktuell für ganze Energiesysteme wird also das Problem der sogenannten komplexen Kompensation. Um sie wirksam werden zu lassen, müssen im Energiesystem entsprechende Bedingungen eingehalten werden. Sie werden im Beitrag dargestellt. Vorab sollen schädliche Wirkungen nichtlinearer Verbraucher betrachtet werden.

1. Einfluß der nichtlinearen Verbraucher auf Elektroenergienetze

Im Bild 1 wird gezeigt, daß die Übertragung, Umformung und der Verbrauch der elektrischen Energie von zahlreichen negativen Erscheinungen begleitet wird. Dazu zählen:

— chemische Einwirkungen (CH), z. B. Verschmutzung der Atmosphäre, der Gewässer, der Erdoberfläche durch Asche, Staub und Abgase
— elektromagnetische Einwirkung (EM), z. B. Funkstörungen
— elektrochemische Wirkungen (EC), z. B. elektrochemische Korrosion
— thermische Einwirkung (TE), z. B. Aufwärmen der Gewässer und der Atmosphäre durch Kraftwerke
— akustische Einwirkung (AK), z. B. Koronaentladungen in Höchstspannungsleitungen
— umweltverändernde Einwirkung (ZS), z. B. Tagebaue
— nichtlineare Einwirkungen (NL), z. B. Verzerrung der Speisespannungskurve.

Mit der dargestellten Methodik ist auch eine Bestimmung der Anzahl der Entladungen möglich.

Es kann die Entladungsschwelle in dem im Abschn. 3. gezeigten Rahmen so verändert werden, daß deutlich wird, ob in den untersuchten Beanspruchungsintervallen starke oder weniger starke Entladungen aufgetreten sind.

Für die im Beispiel untersuchten Stoffe zeigen sich bei TGL-Prüflösung die meisten Entladungen bei einer Spannung von 300 V (Bild 7). Bei dieser Spannung treten auch bei beiden Materialien die stärksten Degradationen auf. Ein gänzlich anderes Entladungsgeschehen und auch Degradationsverhalten ist dagegen mit Ammoniumchloridlösung zu verzeichnen.

Im Bild 8 ist die gesamte umgesetzte Ladung in der Zeitdauer von 50 Auftropfungen in Abhängigkeit von der Spannung für die zwei verschiedenen Kunststoffe dargestellt. Es wurde als Integrationsbeginn der Beginn der Beanspruchung festgelegt. Dadurch erscheinen infolge des hohen Stromanteils in der Verdampfungsphase bei Spannungen unter 300 V höhere Ladungen, die jedoch in keiner Relation zu den Degradationen stehen.

Mit dieser Methodik sind weitere systematische Untersuchungen zur Kriechstromproblematik durchzuführen. Mit der Speicherung der Meßwerte können leichter direkte Vergleiche zwischen unterschiedlichen Stoffen unter verschiedenen Beanspruchungen gezogen werden.

Literatur

[1] *Ieda, M.; Kahle, M.:* Testing of high polymer insulation for out door application, review, analysis and development. CIGRE 1986, Paper 15–11
[2] *Jolly, D. C.:* A quantitative method for determinating the resistance of polymers to surface discharges. IEEE Trans. on El. Ins. EI-17 (1982) 4, S. 293 ff
[3] *Noto, F.; Yoshimura, N.:* Tracking and treeing phenomena. IEEE Trans. on El. Ins. EI-21 (1986) 6, S. 889 ff
[4] *Schulte, D.:* Erosionsuntersuchungen an organischen Isolierstoffen für Freiluft-Hochspannungs-Anwendung. Elektrizitätswirtschaft 81 (1982), S. 262–267
[5] *Winkler, J.*, u. a.: Erosion evaluation of polymeric materials for out door HV insulations. CIGRE 1983, TG 15-06-04
[6] Mikroelektronik-Information Analog-Digital-Wandler. VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), 1985
[7] *Brovkov, W. G.:* Schnelle und genaue Abtast- und Halteschaltung. radio fernsehen elektronik, Berlin (1983) 7, S. 449–450.

EA 5885

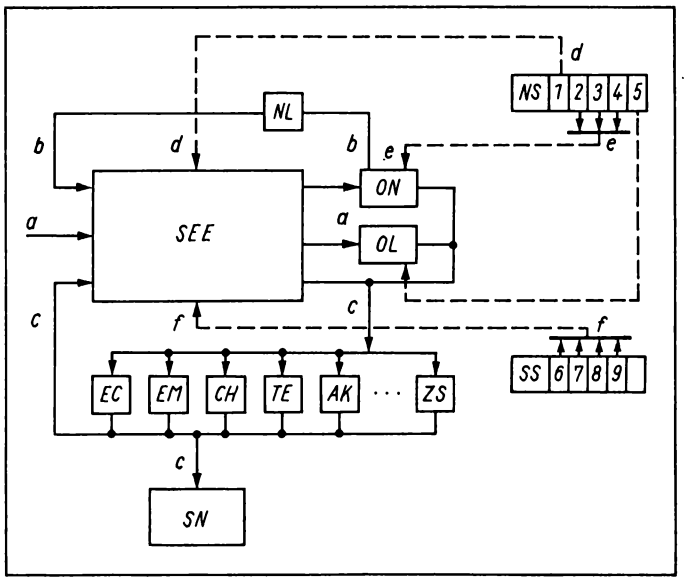


Bild 1. Allgemeine Philosophie der komplexen Kompensation

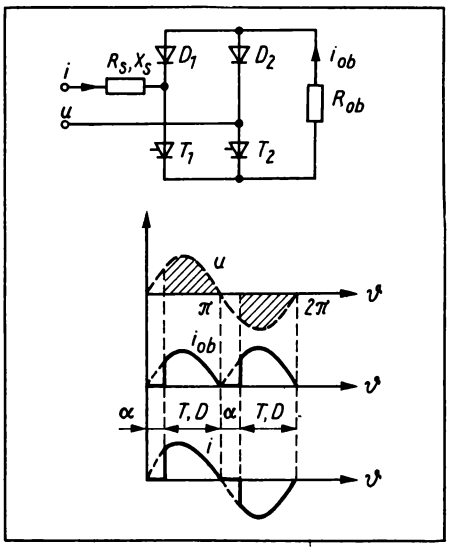


Bild 2
Schaltplan, Spannungs- und Stromverläufe für einphasige Vollweg-Thyristorgleichrichter, belastet mit Resistanz

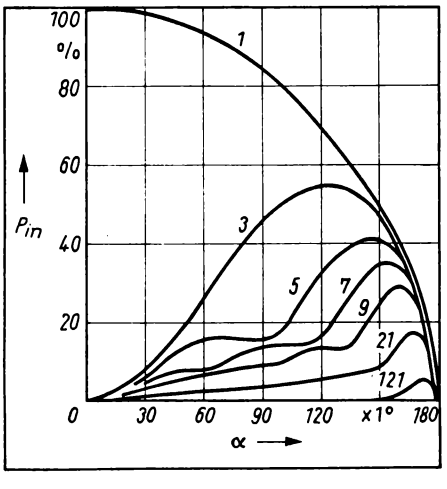


Bild 3
Faktor p_{in} als Funktion des Winkels α für die Schaltung nach Bild 2

Nachfolgend werden nichtlineare Einwirkungen (NL), d.h. der negative Einfluß nichtlinearer Verbraucher auf das Speiseenergiesystem, und Wege zu deren Begrenzung betrachtet. Nichtlineare Einwirkungen umfassen:

— die Verzerrung der Sinuskurve der Speisespannung
— übermäßige Aufnahme von Blindleistung
— Anstieg der Wirkleistungsverluste in den Übertragungsgliedern
— zusätzliche Belastung des Nulleiters
— Entstehen von Resonanzen
— große Belastungsschwankungen und Hervorrufen von Stromstößen.

Es soll hervorgehoben werden, daß o.g. Erscheinungen hauptsächlich durch Erzeugung von Stromoberschwingungen mit verschiedenen Werten und Winkelverschiebungen durch nichtlineare Verbraucher in elektrischen Netzen hervorgerufen werden.
Drei Beispiele sollen schädliche Einwirkungen auf Speisenetze, hervorgerufen durch Thyristorumformer, beschreiben.

a) Einfluß eines einphasigen Vollweg-Thyristorgleichrichters:
Bild 2 zeigt den Verlauf des verzerrten Stromes. Dieser Strom hängt vom Ansteuerwinkel α des Gleichrichters ab. Im Bild 3 wird der graphische Verlauf der Faktoren für die einzelnen Stromoberschwingungen p_{in}, in Abhängigkeit vom Ansteuerwinkel α gezeigt. Mit steigendem Winkel α nehmen die Faktoren der Oberschwingungen der Ordnung $n = 3, 5, 7 \ldots$ zu.
Der Faktor für die Grundschwingung fällt ab, was sehr ungünstig ist. Im Bild 4 ist der ungünstige Verlauf der einzelnen Leistungen dargestellt. Festzustellen ist, daß mit wachsenden Leistungen Q_1 und T ansteigen. Bestätigt wird das durch den Verlauf des Leistungsfaktors k_W im Bild 5. Mit wachsendem Winkel α fällt der Faktor k_W ab.
b) Zusätzliche Belastung des Nulleiters in Niederspannungsnetzen:
Wenn die Anordnung des einphasigen Thyristorumformers ein symmetrisches Dreiphasensystem bildet, fließen im Nulleiter einer Wechselstrom-Vierleiter-Speiseleitung, wie im Bild 6 gezeigt, Stromoberschwingungen der Ordnung $n = 3, 9, 15 \ldots$ Diese Oberschwingungen nehmen schon beträchtliche Werte bei Einphasen-Vollweg-Thyristorgleichrichtern an, was im Bild 7 durch die Faktoren k_0 und k_{om} zum Ausdruck kommt. Diese Koeffizienten stellen das Verhältnis der harmonischen Stromkomponente im Nulleiter zum Effektivwert des Stromes, der im Phasenleiter fließt, dar. Sie werden als Funktionen des Ansteuerwinkels α angegeben.
c) Verzerrung der Speisespannungskurve unter industriellen Bedingungen:
Bild 8 zeigt den Schaltplan eines Hochspannungs-Speisesystems (6 und 110 kV) in einer großen Aluminiumhütte. Der technologische Prozeß umfaßt Kaltblech- und Warmblech-Walzanlagen mit Thyristorumformer-Regelung. Das heißt, es existieren nichtlineare Verbraucher großer Leistung (etwa 10 MW). Die vom System verursachten Stromoberschwingungen haben eine Verzerrung der Spannungskurve auf der 6-kV- und 110-kV-Ebene zur Folge (Bild 9). Die Klirrfaktoren der Speisespannung an der Meßstelle SP-2 betragen auf der 6-kV-Ebene $D_u = 4{,}5\%$ und für die Spannung 110 kV $D_u = 1{,}2\%$.

2. Allgemeine Philosophie der komplexen Kompensation

Eine komplexe Kompensation kann als wirksam eingeschätzt werden, wenn folgende Grundforderungen erfüllt werden:

— Verschiebungsfaktor

$$k_C = \left(\frac{P^2}{P^2 + Q^2}\right)^{\frac{1}{2}} \geqq k_{Cd}, \tag{1}$$

— Verzerrungsfaktor

$$k_T = \left(\frac{P^2 + Q^2}{P^2 + Q^2 + T^2}\right)^{\frac{1}{2}} \geqq k_{Td}, \tag{2}$$

— Asymmetriefaktor

$$k_N = \left(\frac{P^2 + Q^2 + T^2}{P^2 + Q^2 + T^2 + N^2}\right)^{\frac{1}{2}} \geqq k_{Nd}. \tag{3}$$

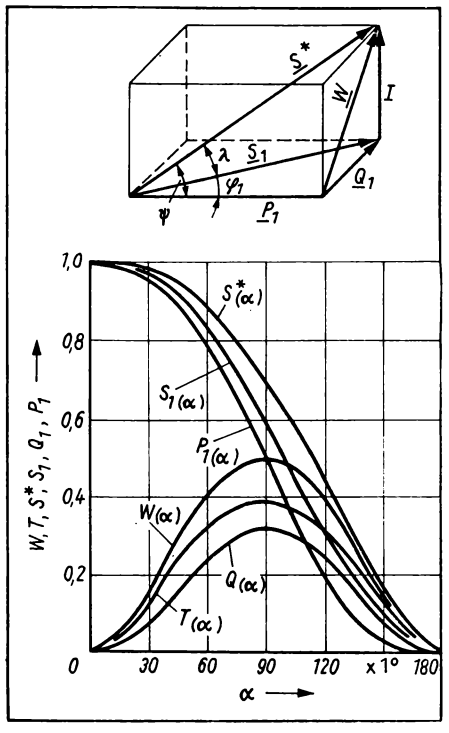
Bei Einhaltung der o.g. 3 Bedingungen und des Leistungsfaktors k_W im betrachteten Punkt des Energiesystems wird folgende Bedingung erfüllt:

$$k_W = k_C \cdot k_T \cdot k_N = \frac{P}{S^*} = \frac{P}{(P^2 + Q^2 + T^2 + N^2)^{\frac{1}{2}}} \geqq k_{Wd}. \tag{4}$$

Der Klirrfaktor D_u der Spannung nimmt dann günstige Werte an:

$$D_u = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} U_n^2}}{U_{n=1}} 100 \leqq D_{ud}. \tag{5}$$

Die Verhältnisse an der betrachteten Stelle des Energiesystems sind am günstigsten, wenn die Leistungen Q, T, N dem Wert 0 zustreben, d.h., der Leistungsfaktor k_W geht gegen 1, und der Klirrfaktor geht



4

6

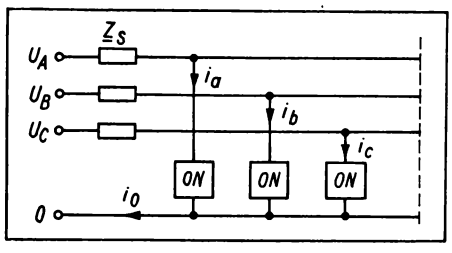
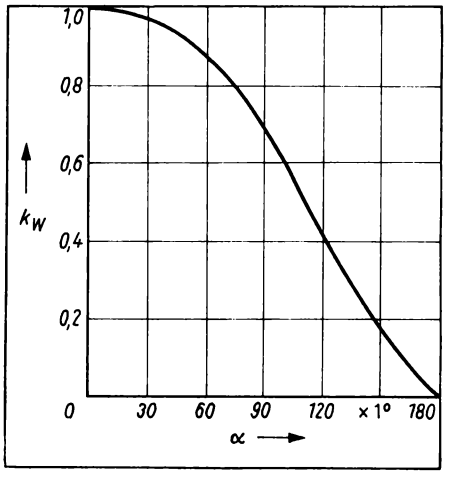


Bild 4. Leistungen P_1, Q_1, S_1, S^*, T, W als Funktion des Winkels α für die Schaltung nach Bild 2

Bild 6. Schaltplan einphasiger nichtlinearer Verbraucher mit Vierleiter-Niederspannungs-Speiseleitung



5

7

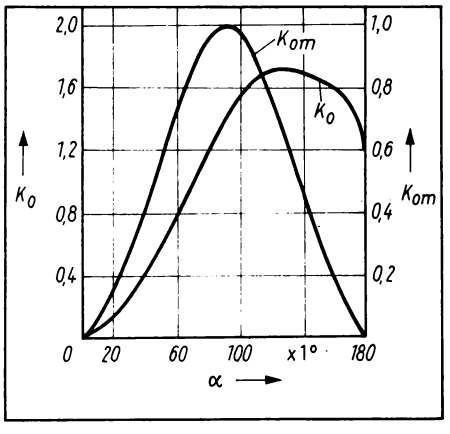
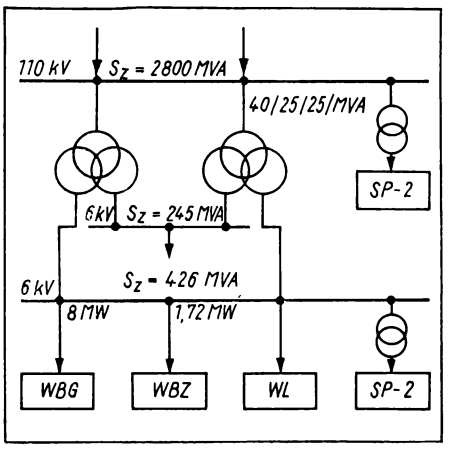


Bild 5. Koeffizient k_W als Funktion des Winkels α für die Schaltung nach Bild 2

Bild 7. Koeffizienten k_o und k_{om} als Funktion des Winkels α für ein dreiphasiges System einphasiger Vollweg-Thyristorgleichrichter, belastet mit Resistanz



8

9

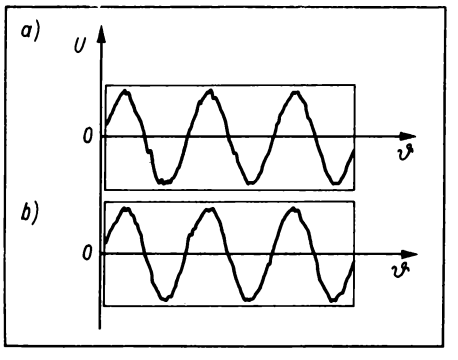


Bild 8. Schaltplan eines Energiespeisesystems einer großen Aluminiumhütte

Bild 9. Oszillogramme der verzerrten Speisespannung für die Schaltung nach Bild 8
a) Sammelschiene 6 kV; b) Sammelschiene 110 kV

gegen 0. Die Gln. (1) bis (5) bringen zum Ausdruck, daß die nichtlinearen Verbraucher im Energiesystem entscheidenden Einfluß auf die Qualität der gelieferten elektrischen Energie haben.

3. Realisierung der Kompensationsparameter

Im Bild 1 wurden die natürlichen (NS) und künstlichen (SS) Mittel der Begrenzung der negativen Erscheinungen gezeigt, die nichtlineare Verbraucher im Energiesystem hervorrufen. Nach den Grundsätzen der Komplexität müssen alle natürlichen und künstlichen Mittel im System richtig gewählt, verteilt und gleichzeitig angewandt werden.

Bei natürlichen Kompensationsmitteln sollten folgende Grundbedingungen erfüllt werden:

— Die Impedanz $\underline{Z}_s$ des Energiesystems, vom Anschlußpunkt des nichtlinearen Verbrauchers, sollte kleiner als die angenommene Modellimpedanz $\underline{Z}_{sd}$ sein, da die Module der Oberschwingungsspannungsverluste ΔU_n kleiner als die zulässigen Module der Spannungsverluste ΔU_{nd} (Bild 1, Position 1) sein müssen:

$$\underline{Z}_s = R_s + j\, n\, X_s \leqq \underline{Z}_{sd}\,, \quad \Delta U_n \leqq \Delta U_{nd}\,. \tag{6}$$

— Das Verhältnis k_p der Gleichstromkomponente der Verschiebungsblindleistung $Q = Q_1$ und der Wirkleistung $P = P_1$ des nichtlinearen Verbrauchers sollten kleiner als der zulässige Faktor k_{pd} sein, da der Verschiebungsfaktor $k_C = \cos \varphi_1$ dann größer als der zulässige Leistungsfaktor $\cos \varphi_{1d}$ (Bild 1, Position 2) ist:

$$k_p = \frac{Q_1}{P_1} \leqq k_{pd}\,, \quad k_C = \cos \varphi_1 \geqq \cos \varphi_{1d}\,. \tag{7}$$

— Das Verhältnis F der Nennleistung des nichtlinearen Verbrauchers P_{zn} zur Energiesystem-Kurzschlußleistung S_{zw} an der Anschlußstelle dieses Verbrauchers sollte kleiner als der zulässige Koeffizient F_d sein, da der Klirrfaktor dann kleiner als der zulässige Faktor D_{ud} ist (Bild 1, Position 3):

$$F = \frac{P_{zn}}{S_{zw}} = \leqq F_d\,, \quad D_u \leqq D_{ud}\,. \tag{8}$$

— Der Leistungsfaktor k_{wo} des nichtlinearen Verbrauchers sollte nicht größer als der zulässige Koeffizient k_{Wod} sein, da der Klirrfaktor dann kleiner als der zulässige Faktor D_{ud} ist (Bild 1, Position 4):

$$k_{Wo} = k_{Co}\, k_{To}\, k_{No} \leqq k_{Wod}\,, \quad D_u \leqq D_{ud}\,. \tag{9}$$

— Bisher zulässige Klirrfaktoren D_{uod} für einen traditionellen Verbraucher, z. B. elektrische Maschine, sollten bis zum Wert des Faktors D_{uo} erhöht werden, um eine zweckmäßige Verminderung der Sensibilität derartiger Verbraucher auf Verzerrungen der Speisespannungskurve zu erreichen (Bild 1, Position 5):

$$D_{uod} \leqq D_{uo}\,. \tag{10}$$

Ein derartiges Vorgehen wurde bisher von den Maschinenbauern und -benutzern allerdings nicht befürwortet.

Bei künstlichen Formen der Begrenzung der negativen Erscheinungen, die die Zusammenarbeit der nichtlinearen Verbraucher mit dem Energiesystem begleiten, sollte man folgende Grundbedingungen erfüllen:

— Der wirklich aufgenommene Strom I_c und die Leistung Q_c der Parallelkondensator-Batterie sollten kleiner als die zulässigen Größen I_{cd} und Q_{cd} sein, da der Verschiebungsfaktor $k_C = \cos \varphi_1$ größer als der zulässige Leistungsfaktor $\cos \varphi_{1d}$ sein muß (Bild 1,

Position 6):

$$I_c \leqq I_{cd} = k' \cdot I_{czn},$$

$$Q_c \leqq Q_{cd} = k'' \cdot Q_{czn},$$

$$k_C = \cos \varphi_1 \geqq \cos \varphi_{1d}. \tag{11}$$

Die Koeffizienten k', k'' sind zulässige Überlastungskoeffizienten des Batteriestromes und der Batterieleistung, deren Nennstrom I_{czn} und Nennleistung Q_{czn} der Grundschwingung (d.h. für $n = 1$) entsprechen.

Wenn der Klirrfaktor $D_u \approx 5\%$ ist, kann die Parallelkondensatorbatterie mit der Reaktanz X_c über eine Drosselspule an das Netz angeschlossen werden. Zur Begrenzung der Resonanzerscheinungen sowie der Überströme sollte folgende Bedingung gelten:

$$\frac{X_d}{X_c} \geqq \frac{2}{n^2}. \tag{12}$$

— Die Differenz der aufgenommenen Verschiebungsleistungen $Q = Q_{var}$ bei einer Begrenzung der Wechselstromkomponente der Verschiebungsleistung und der Blindleistung $Q_{1\,varc}$ eines kapazitiven nachlaufenden Kompensators sollte kleiner als die zulässige Wechselstromkomponente der Verschiebungsblindleistung Q_{vard} sein, da der mittlere Verschiebungsfaktor $k_{Cs} = \cos \varphi_{1s}$ größer als der zulässige Leistungsfaktor $\cos \varphi_{1d}$ sein muß (Bild 1, Position 7):

$$Q_{1\,var} - Q_{1\,varc} \leqq Q_{1\,vard}, \quad k_{Cs} = \cos \varphi_{1s} \geqq \cos \varphi_{1d}. \tag{13}$$

— Der Klirrfaktor D_u, bei Anwendung eines Serienfiltersatzes (LC), sollte kleiner als der zulässige Faktor D_{ud} sein (Bild 1, Position 8):

$$D_u = \sqrt{\sum_{n \geqq 2} \left(\frac{U_n}{U_s} \frac{1}{r_n}\right)} 100 \leqq D_{ud}. \tag{14}$$

— Die Differenz der aufgenommenen Gesamtblindleistung $W = \sqrt{Q^2 + T^2}$ und der Gesamtblindleistung W_k bei Anwendung eines Verzerrungs-Blindleistungskompensators sollte kleiner als die zulässige Gesamtblindleistung W_d sein, da der Leistungsfaktor k_W dann größer als der Koeffizient k_{Wd} und der Klirrfaktor D_u kleiner als der Koeffizient D_{ud} sein muß (Bild 1, Position 9):

$$W - W_k \leqq W_d, \quad k_W \geqq k_{Wd}, \quad D_u \leqq D_{ud}. \tag{15}$$

Die oben zusammengestellten Formeln sind Bedingungen, die bei der Realisierung einer komplexen Kompensation beachtet werden sollten und die die negativen Folgen der Zusammenarbeit von nichtlinearen Verbrauchern mit dem Energiesystem positiv beeinflussen.

4. Schlußfolgerungen

An die Kompensationsprobleme der negativen Erscheinungen nichtlinearer Verbraucher ist in naher Zukunft in komplexer Weise heranzugehen, da nur ein solches Vorgehen durchgreifenden Erfolg verspricht.

Die Einhaltung der verlangten Leistungs- und Klirrfaktoren der Speisespannung ist eng mit der Erfüllung einiger Grundbedingungen verbunden, die folgende Probleme betreffen:

— Bestimmung der Parameter der Zusammenarbeit nichtlinearer Verbraucher
— Anwendung der nichtlinearen Verbraucher mit berichtigten energiewirtschaftlichen Parametern
— Kompensation der Gleich- und Wechselstromkomponenten der Verschiebungsblindleistung und der Gesamtblindleistung.

Es ist anzustreben, Sammelvorschriften zu erarbeiten, die die Parameter der Zusammenarbeit der nichtlinearen Verbraucher mit dem Energiesystem regeln. Sie sollten Richtlinien für die Anwendung von Kompensationseinrichtungen enthalten.

Literatur

[1] *Handke, A.:* Welttendenzen der Standardisierung der Spannungs- und Stromoberschwingungen in Energiespeisenetzen. Energetyka (1982) 8, S. 304–306

[2] *Handke, A.:* Von gesteuerten Thyristorgleichrichtern aufgenommene Leistungen aus dem Energiespeisenetz. Serie „Abhandlungen" Nr. 142. Poznań: Verlag der Technischen Universität 1983

[3] *Handke, A.; Marszalkiewicz, K.:* Bestimmung der Anschlußparameter von Dreiphasenthyristorgleichrichtern unter Berücksichtigung des Netzes. Vortrag zur 10. Wissenschaftlichen Konferenz der Sektion Elektrotechnik der Technischen Universität Dresden, Themengruppe E, Juli 1984, S. 94–98

EA 5799

Untersuchung des Übergangs- und Resonanzverhaltens von Transformatorwicklungen mit der Radialfeldtheorie

Chr. Richter, KDT, Dresden

Untersuchungen zum Verhalten elektrotechnischer Betriebsmittel bei nichtstationären Vorgängen als Folge von Blitzeinwirkungen, Schalthandlungen oder Störungen im Netz stehen nach wie vor im Mittelpunkt des Interesses. Der Grund ist, daß Beeinträchtigungen der Energieversorgung häufig auf die genannten Vorgänge zurückzuführen sind. Die Beherrschung derartiger Ereignisse durch die elektrische Isolierung der Betriebsmittel ist Voraussetzung für eine zuverlässige Energieversorgung.

Ein damit im Zusammenhang stehendes Problem sind Übergangs- und Resonanzvorgänge in Transformatorwicklungen. Sie zeigen bei solchen Vorgängen ein Verhalten wie ein System von Kapazitäten und Induktivitäten. Sie werden zu Schwingungen angeregt.

Nichtstationäre bzw. unkontrollierte Schwingungsvorgänge können zu einer Gefährdung des schwingenden Systems führen. In Transformatorwicklungen bedingen sie Spannungsüberhöhungen, die die elektrische Isolierung der Wicklungen gegeneinander oder gegen Erde gefährden können. Eine Fehleinschätzung des Schwingungsverhaltens führt in jedem Fall zu ökonomischen Konsequenzen und muß deshalb weitgehend vermieden werden. In diesem Zusammenhang ist auch die Problematik der Störungsaufklärung zu sehen. Nur der Nachweis des Zusammenhangs zwischen Ursache und Wirkung ermöglicht letztlich Präventivmaßnahmen.

An Versuchen, Übergangs- und Resonanzvorgänge in Wicklungen zu berechnen, fehlt es nicht [1] bis [6]. Man muß jedoch feststellen, daß die Vorgänge in den Wicklungen einen mathematischen Zugriff nur sehr schwer ermöglichen.

Eine andersgeartete physikalische Interpretation nichtstationärer Vorgänge führte gegenüber den bisherigen Betrachtungsweisen zu einem alternativen Berechnungsverfahren, das relativ einfach und in akzeptablen Fehlergrenzen eine Berechnung ermöglicht [7]. Es wird informativ beschrieben.

1. Radialfeldtheorie

Ein Übergangsvorgang in einem schwingungsfähigen System ist die Änderung eines nichtstabilen energetischen Ausgangszustandes in einen stabilen Endzustand.

Der energetische Ausgangszustand in einer Wicklung entsteht durch eine kapazitive Ladung des Feldraumes der Wicklung, der im Transformator durch den Kern und das Gefäß begrenzt wird. Er führt zu dem als kapazitive Anfangsverteilung bezeichneten Spannungsverlauf, der an jeder Stelle der Wicklung das Anfangspotential des Übergangsvorgangs definiert.

Das Energieniveau des Ausgangszustandes wird über Eigenschwingungen durch die (natürliche) Wirkkomponente im Feldraum abgebaut. Ist das erfolgt, liegt der Endzustand vor.

Die Radialfeldtheorie geht davon aus, daß sich die instabilen kapazitiven Ladungen des Feldraumes über Verschiebungsströme i_V, die in Richtung der elektrischen Feldlinien fließen, umladen und dadurch ein magnetisches Feld erzeugen. Die Grundbeziehungen für diesen Vorgang lauten:

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{d}{dt} \iint_A \vec{D}\, dA = \Sigma i_V, \tag{1}$$

$$\oint \vec{H}\, ds = \frac{d}{dt} \iint_A \vec{D}\, dA, \tag{2}$$

$$\oint \vec{H}\, ds = \frac{dQ}{dt}. \tag{3}$$

Dr.-Ing. *Christian Richter* ist Komplex-Gruppenleiter im VEB Bergmann Borsig, Stammbetrieb des VEB Kombinat Kraftwerksanlagenbau, Betriebsteil Projektierung Radebeul.

i_V elektrischer Verschiebungsstrom, D elektrische Verschiebungsflußdichte, A Fläche, Q elektrische Raumladung, H magnetische Feldstärke, t Zeit.

Die im Feldraum durch die kapazitive Anfangsverteilung gespeicherte kapazitive Energie wandelt sich in magnetische Energie um. Sie lädt die Kapazität des Feldraumes mit umgekehrter Polung wieder auf und bildet damit den energetischen Ausgangszustand für die Wiederholung des Vorgangs, die solange erfolgt, bis die Anfangsenergie durch die Wirkkomponente abgebaut ist. Das durch den Verschiebungsstrom i_V im Feldraum entstehende magnetische Feld ist bisher unberücksichtigt geblieben. Es bildet sich konzentrisch zur Wicklungsachse aus (Bild 1) [7].

Der Kern des Transformators ist für dieses Feld magnetisch unwirksam. Er wirkt nur als Träger des Erdpotentials.

Die Nachbildung der Wicklung zur mathematischen Beschreibung des Verhaltens erfolgt durch eine Nachbildung des Feldraumes, bestehend aus einem Kettenleiter nach Bild 2.

Der Feldraum hat je nach Aufbau zwei oder mehrere Wirkungsbereiche, die zwischen Wicklung und Erde, zwischen den Lagen bei Mehrlagenwicklungen und zwischen den Windungen der Wicklung liegen. Zur Beschreibung des Übergangsverhaltens der Wicklung erhält man auf der Grundlage des Kettenleiters eine partielle Differentialgleichung (DGL) höherer Ordnung. Die Ordnung der DGL wird stets durch die Anzahl der unabhängigen energiespeichernden Elemente bestimmt, so daß die niedrigste Ordnung vier beträgt. Die Lösung führt unter Verwendung konkreter Randbedingungen auf eine mehrfrequente Schwingungsgleichung, die aus einer grundfrequenten Eigenschwingung $u_1(x;t)$, deren Harmonischen und aus einer oder mehreren höherfrequenten Eigenschwingungen $u_{2\cdots n}(x;t)$ und deren Harmonischen besteht. Sie stellen räumlich und zeitlich schwingende Wellen dar, die je nach der Behandlung des Wicklungsendes bestimmten Randbedingungen unterliegen. Die allgemeine Gleichung der Eigenschwingung lautet:

$$u(x;t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} [u_{1\nu}(x;t) + u_{2\nu}(x;t) + \cdots + u_{n\nu}(x;t)]. \qquad (4)$$

ν Ordnungszahl der Harmonischen.

Da ein magnetischer Einfluß des Kernes negiert wird, existiert im Feldraum keine Frequenzabhängigkeit der Ausbreitungsgeschwindigkeit der Wellen und es tritt keine Dispersion des Frequenzspektrums der Eigenschwingungen auf. Das bedingt, daß sich im Feldraum längs der Wicklung zwar die Amplituden der Eigenschwingungen ändern, aber nicht deren Frequenz. Der Feldraum schwingt weitgehend synchron! Dadurch besteht die Möglichkeit, die verteilten wirksamen Elemente des Feldraumes zu konzentrieren, die Wirkungsbereiche getrennt zu betrachten und die so erzielten Teilergebnisse zum Gesamtvorgang zu überlagern.

1.1. Einfluß der Behandlung des Endes der beanspruchten Wicklung

Das Ende einer beanspruchten Wicklung kann im Grenzfall frei oder unmittelbar geerdet sein. Als Maximum der für einen Übergangsvorgang wirksamen kapazitiven Ladung im Feldraum zwischen Wicklung und Erde gilt [7]:

$$|Q_{\max}| = C' \int_0^l \left[\sum_{\nu=1}^{\infty} u_{1\nu}(x;t)\right]_{t=t_{\max}} \mathrm{d}x, \qquad (5)$$

$u_{1\nu}(x;t)$ Spannungs-Zeit-Funktion der grundfrequenten Eigenschwingung, $t_{\max}$ Zeit des Maximums.

Dieses Integral entspricht bei Vernachlässigung der Dämpfung dem der Ladungsdifferenz zwischen Anfangs- und Endverteilung längs der Wicklung:

$$Q_{\max} = C' \hat{u}_0 \int_0^l \left[\frac{u_e(x)}{\hat{u}_0} - \frac{u_a(x)}{\hat{u}_0}\right] \mathrm{d}x. \qquad (6)$$

$u_e(x)$ Endverteilung des Impulses längs der Wicklung, $u_a(x)$ Anfangsverteilung des Impulses längs der Wicklung, $\hat{u}_0$ Scheitelwert des Impulses an der beanspruchten Klemme.

Da andererseits die maximale Ladung des Feldraumes als Produkt aus dem Scheitelwert des Impulses und einer wirksamen Feldraumkapazität C_W betrachtet werden kann,

$$Q_{\max} = \hat{u}_0 C_W, \qquad (7)$$

folgt unter Verwendung von (6) als Verhältnis der wirksamen Feldraumkapazitäten in Abhängigkeit der Behandlung des Wicklungsendes numerisch

$$0{,}3 \leqq \frac{C_{WE}}{C_{WI}} < 0{,}5. \qquad (8)$$

Index E Wicklungsende geerdet, Index I Wicklungsende frei.

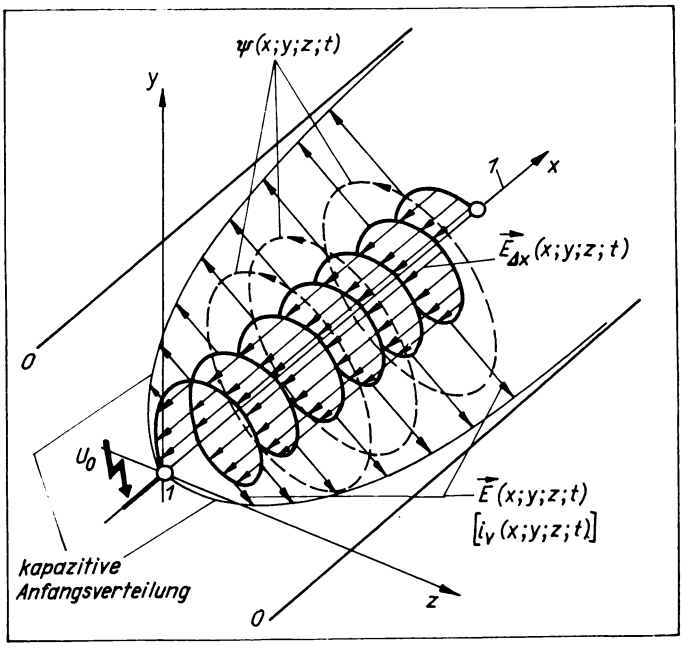


Bild 1. Vereinfachte Darstellung des elektromagnetischen Feldes um eine impulsbeanspruchte Wicklung (ohne Kern)
U_0 Impuls; E elektrische Feldstärke; ψ Induktionsfluß; i_V Verschiebungsstrom; 1 Endverteilung

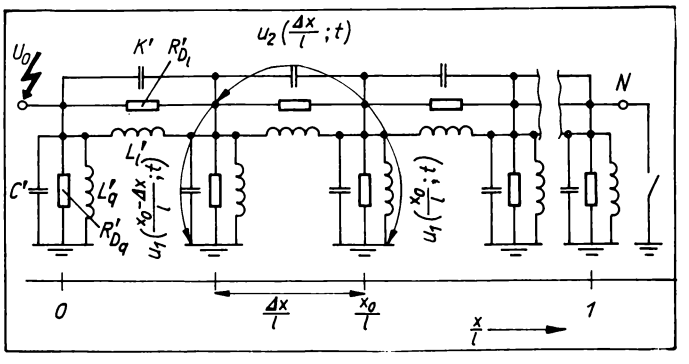
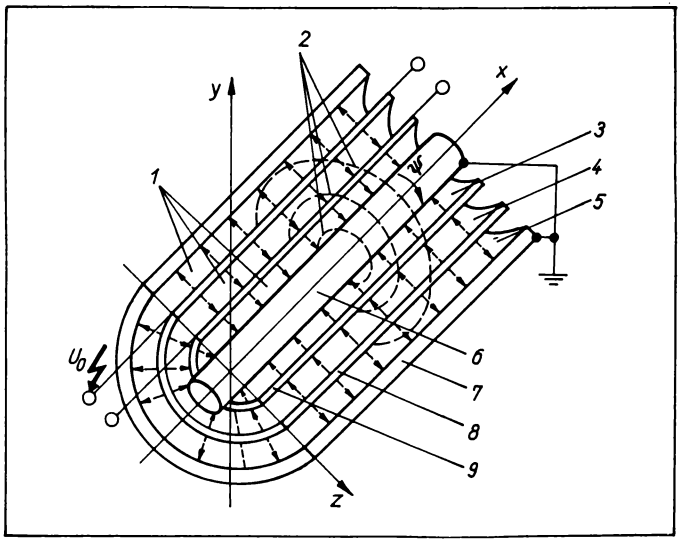


Bild 2. Kettenleiternachbildung des Feldraumes einer (gestreckten) Wicklung mit den wirksamen Elementen des Feldraumes
C' Feldkapazitäten zwischen Wicklung und Erde; K' Feldkapazitäten zwischen den Windungen (Lagen); L_Q'; L_φ' dynamische Feldinduktivitäten; R_{DQ}; R_{DI} fiktive Wirkelemente im Feldraum; $u_1(x;t)$ grundfrequente Eigenschwingung; $u_2(x;t)$ höherfrequente Eigenschwingung; $u(x;t)$ Funktion des Übergangs-(Ausgleichs-)vorgangs

Bild 3. Schnitt durch den idealisierten Transformator mit zwei Einlagenwicklungen 1 elektrisches Feld; 2 magnetisches Feld; 3 innerer Feldkanal; 4 mittlerer Feldkanal; 5 äußerer Feldkanal; 6 Kern; 7 Gefäß; 8 Eingangswicklung; 9 Ausgangswicklung



Die wirksame Kapazität des Feldraumes einer impulsbeanspruchten Wicklung mit geerdetem Ende ist somit stets kleiner als die halbe wirksame Kapazität des Feldraumes bei freiem Ende. Das Verhältnis beider wird durch den Verlauf der kapazitiven Anfangsverteilung in Abhängigkeit der Behandlung des Wicklungsendes bestimmt und entspricht dem Verhältnis der zwischen Anfangs- und Endverteilung eingeschlossenen Flächen.

1.2. Einfluß der Ausgangswicklung(en)

Transformatoren verfügen über mindestens zwei Wicklungen auf einem Schenkel des Kerns. Jede weitere Wicklung wird vom Induktionsfluß ψ des Radialfeldes der beanspruchten Wicklung insgesamt umfaßt (Bild 3). Das führt in Abhängigkeit der Klemmenbehandlung der Ausgangswicklungen (kurzgeschlossen oder offen) zu anderen magnetischen Verknüpfungen als bei axialen Feldern, hat Einfluß auf die induktiven Parameter des Feldraumes und damit auf die Frequenz der Eigenschwingungen. Einen weiteren Einfluß hat die unmittelbare Erdung der Klemmen von Ausgangswicklungen. Die dadurch entstehende Veränderung der Feldraumkapazitäten beeinflußt den Verlauf der kapazitiven Anfangsverteilung. Es ist deshalb erforderlich, zur Untersuchung des Übergangsverhaltens von Transformatoren im Netz den Einfluß von angeschlossenen elektrotechnischen Betriebsmitteln oder Leitungen verhaltensäquivalent zu berücksichtigen [8]. Impulsverteilungs- oder Resonanzmessungen an Transformatorwicklungen mit geerdeten nichtbeanspruchten Klemmen sind deshalb oft nicht repräsentativ für das Verhalten des Transformators im Netz.

1.3. Feldraumparameter

Eine Anwendung der Radialfeldtheorie setzt im speziellen Fall die Kenntnis der wirksamen Feldraumparameter voraus. Es sind unter Beachtung der Schaltung und Klemmenbehandlung der Wicklungen

- der Verlauf der kapazitiven Anfangsverteilung entlang der Wicklung — bei Mehrlagenwicklungen der Verlauf über den Lagenenden — $u_a(x)$
- die wirksame Kapazität des Feldraumes zwischen Wicklung und Erde C_W
- die wirksame Kapazität längs der Wicklung K_W
- die Impulseingangskapazität der beanspruchten Wicklung C_e
- die wirksame Induktivität des Feldraumes zwischen Wicklung und Erde L_W
- die Abklingkonstante des Feldraumes δ_W.

Zwischen den Parametern und statischen Wicklungsparametern bestehen Zusammenhänge, die eine Bestimmung bzw. Approximation ermöglichen. So entspricht die wirksame Kapazität des Feldraumes zwischen beanspruchter Wicklung und Erde bei freiem Ende der Wicklung C_W stets der statischen Gesamtkapazität C_E der Wicklung gegen Erde und die wirksame Induktivität des Feldraumes zwischen beanspruchter Wicklung und Erde bei freiem Ende der Wicklung L_W stets der Induktivität des Luftfeldes der Wicklung. Sie beträgt bei offener Ausgangswicklung

$$L_W \approx (2{,}5 \cdots 3{,}5)\, L\sigma \tag{9}$$

und bei kurzgeschlossener Ausgangswicklung (auch im Fall einer geschlossenen Dreieckwicklung)

$$L_W \approx \frac{1}{2} L\sigma . \tag{10}$$

$L\sigma$ Streuinduktivität bezogen auf die beanspruchte Wicklung. Ein weiterer wesentlicher wicklungsspezifischer Zusammenhang besteht zwischen der Wicklungs-Erd-Kapazität C_E, der Kapazität zwischen den Lagen bei Mehrlagenwicklungen K_L, dem Verlauf der kapazitiven Anfangsverteilung bei freiem Ende der beanspruchten Wicklung und der Impulseingangskapazität C_e. Da die Impulseingangskapazität einer Wicklung von der Behandlung des Wicklungsendes praktisch unabhängig ist — sie wird durch den Ladestrom des ersten Längsgliedes bestimmt —, kann über die genannten Parameter in den meisten Fällen der Verlauf der kapazitiven Anfangsverteilung näherungsweise bestimmt werden [7].
Die Kenntnis des Verlaufs der kapazitiven Anfangsverteilung ist auch für die Bestimmung der Parameter der höherfrequenten Eigenschwingungen erforderlich. Durch sie wird die wirksame Ladung in den Kapazitäten zwischen den Lagen und Windungen ΔQ_{max} und über die Gleichung

$$\sum_{x=0}^{x=1} \frac{\Delta Q_{max}(x)}{u_{2\cdots n}(x;t)_{t=t_{max}}} = K_W \tag{11}$$

die wirksame Kapazität für die höherfrequenten Eigenschwingungen bestimmbar (Bild 4).
Zwischen den wirksamen Induktivitäten und Kapazitäten des Feldraumes besteht eine unbedingte Proportionalität, so daß alle Parameter ermittelt werden können.
Eine ausführliche Darstellung der genannten Zusammenhänge ist in [7] enthalten.
Die Abklingkonstante des Feldraumes δ_W ist frequenzabhängig und kann approximiert werden. Analysen ergaben, daß für das Frequenzband der grundfrequenten Eigenschwingung die Näherung nach (12) und für das der höherfrequenten Eigenschwingung nach (13) hinreichend ist:

$$\delta_{W1} \approx (0{,}3 \ldots 0{,}5)\, f_1 , \tag{12}$$

$$\delta_{W2} \approx \delta_{W1} \sqrt{\frac{f_2}{f_1}} . \tag{13}$$

f_1 Grundharmonische der grundfrequenten Eigenschwingung,
f_2 Grundharmonische der höherfrequenten Eigenschwingung.
Die natürliche Dämpfung im Feldraum reduziert sich für den Bereich der höherfrequenten Eigenschwingungen.
Das Dämpfungsverhalten des Feldraumes bedingt notwendigerweise auch eine Ladezeitkonstante für die kapazitive Anfangsverteilung. Die teilweise in der Literatur vertretene Auffassung, daß die Entwicklungszeit der kapazitiven Anfangsverteilung im Gesamtvorgang zu vernachlässigen ist, kann nicht bestätigt werden. Der Zeitpunkt des Maximums der kapazitiven Anfangsverteilung ist vom Zeitpunkt des Maximums des Impulses und von der Ladezeitkonstante des Feldraumes abhängig und beeinflußt den Scheitelwert der ersten Amplituden im Übergangsvorgang.

1.4. Parameter des Übergangsvorgangs

Die mathematisch analytische Untersuchung des Kettenleiters der Feldraumnachbildung (Bild 2) führt unter Berücksichtigung spezifischer, von der Behandlung des Wicklungsendes abhängiger Randbedingungen auf folgende Ergebnisse:

1.4.1. Amplituden

Die allgemeine Spannungs-Zeit-Funktion des Übergangsvorgangs an einer Stelle $x = x_0$ der Wicklung lautet für die ersten zwei Eigenschwingungen (Bild 4):

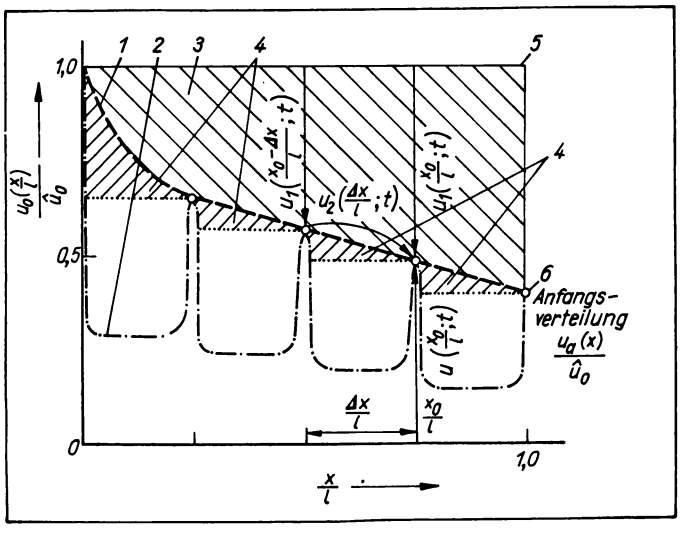
$$\frac{u(x_0;t)}{\hat{u}_0} = \frac{u_e(x_0)}{\hat{u}_0} - \sum_\nu \frac{u_1(x_0 - \Delta x)}{\hat{u}_0} \sin\left(\Omega_\nu (x_0 - \Delta x)\right) \cos \omega_{1\nu} t$$

$$- \sum_\nu \frac{u_2(\Delta x)}{\hat{u}_0} \left[\sin(\Omega_\nu x_0) - \sin\left(\Omega_\nu (x_0 - \Delta x)\right)\right] \cos \omega_{2\nu} t . \tag{14}$$

Ω_ν Raumfrequenz der Harmonischen, ω_ν Kreisfrequenz der Harmonischen. Zum Zeitpunkt des Maximums der kapazitiven Anfangsverteilung ($t = t_{max.\,AV}$) gilt an der Stelle $x = x_0$:

$$\left(\frac{u_a(x_0;t)}{u_0}\right)_{t = t_{max.\,AV}} = \frac{u_e(x_0)}{\hat{u}_0} - \sum_\nu \frac{u_{1\nu}(x_0)}{\hat{u}_0} \sin(\Omega_\nu x_0) . \tag{15}$$

Bild 4. Definition der ladungsproportionalen Flächen und der Spannungen am Verlauf der kapazitiven Anfangsverteilung einer Vier-Lagen-Wicklung
1 Verlauf über den Lagenenden; 2 Verlauf zwischen den Lagen; 3 wirksame ladungsproportionale Fläche für die grundfrequente Eigenschwingung; 4 wirksame ladungsproportionale Flächen für die höherfrequente Eigenschwingung; 5 Endverteilung $u_e(x)/\hat{u}_0$; 6 Anfangsverteilung $u_a(x)/\hat{u}_0$



Mit

$$\Omega_{\nu\mathrm{I}} = \frac{\nu\pi}{2l} \quad [\nu = 1,3,5\ldots] \tag{16}$$

bei freiem Ende der beanspruchten Wicklung — sie schwingt in räumlichen Viertelwellen — und

$$\Omega_{\nu\mathrm{E}} = \frac{\nu\pi}{l} \quad [\nu = 1,2,3\ldots] \tag{17}$$

bei geerdetem Ende der beanspruchten Wicklung — sie schwingt in räumlichen Halbwellen — können über das Integral

$$\frac{u_{1\nu}(x)}{\hat{u}_0} = 2\int_0^l \left(\frac{u_\mathrm{e}(x)}{\hat{u}_0} - \frac{u_\mathrm{a}(x)}{\hat{u}_0}\right) \sin(\Omega_\nu x)\,\mathrm{d}x \tag{18}$$

die Amplituden der Harmonischen der grundfrequenten Eigenschwingung berechnet werden. Voraussetzung ist allerdings die Kenntnis des Verlaufs der Anfangs- und Endverteilung längs der Wicklung (bei Lagenwicklungen der Verlauf über den Lagenenden). Die Amplituden der Harmonischen der höherfrequenten Eigenschwingung(en) folgen aus der Differenz

$$\frac{\hat{u}_{2\nu}(\Delta x)}{\hat{u}_0} = \frac{\hat{u}_{1\nu}(x_0) - \hat{u}_{1\nu}(x_0 - \Delta x)}{\hat{u}_0}. \tag{19}$$

Dabei ist zu beachten, daß für die Raumfrequenz der höherfrequenten Eigenschwingung unabhängig von der Behandlung des Wicklungsendes (16) gilt, da die höherfrequenten Eigenschwingungen stets in räumlichen Viertelwellen schwingen und an den Lagenenden (außer am geerdetem Ende) das Schwingungsmaximum haben.
Die Amplituden des Übergangsvorgangs in einer impulsbeanspruchten Wicklung werden stets vom Verlauf der kapazitiven Anfangsverteilung längs der Wicklung und damit vom konstruktiven Wicklungsaufbau bzw. der Wicklungsart bestimmt.

1.4.2. Eigenfrequenzen

Da ein Einfluß des Eisenkreises entfällt, gilt für die Ausbreitungsgeschwindigkeit in der Wicklung

$$v_\nu = \frac{\omega_\nu}{\Omega_\nu} = \text{const}, \tag{20}$$

d.h., der Index der Zeitfrequenz entspricht dem der Raumfrequenz. Damit erhält man in Abhängigkeit der Behandlung des Wicklungsendes folgende Eigenfrequenzen:

— Wicklungsende frei

$$f_{1\nu\mathrm{I}} = \frac{\nu}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_\mathrm{W} C_\mathrm{WI}}} = \frac{\nu}{2\pi}\,\frac{1}{Z_\mathrm{W} C_\mathrm{WI}}, \tag{21}$$

$$f_{2\nu\mathrm{I}} = \frac{\nu}{2\pi}\sqrt{\frac{C_\mathrm{WI}}{L_\mathrm{W} K_\mathrm{WI}^2}} = \frac{\nu}{2\pi}\,\frac{1}{Z_\mathrm{W} K_\mathrm{WI}}, \tag{22}$$

$\nu = 1, 3, 5 \cdots$

Im Fall des Dreiphasentransformators in Netzschaltung (simuliert nach [8]) ist das Frequenzband der grundfrequenten Eigenschwingung abhängig von der Anzahl der beanspruchten Klemmen.

$$f_{1\nu\mathrm{I}} = \frac{\nu}{2\pi}\sqrt{\frac{n}{3 L_\mathrm{W} C_\mathrm{WI}}} = \frac{\nu}{2\pi}\sqrt{\frac{n}{3}}\,\frac{1}{Z_\mathrm{W} C_\mathrm{WI}}. \tag{23}$$

n Anzahl der impulsbetroffenen Klemmen.

— Wicklungsende geerdet

$$f_{1\nu\mathrm{E}} = \frac{\nu}{2\pi}\sqrt{\frac{C_\mathrm{WI}}{L_\mathrm{W} C_\mathrm{WE}^2}} = \frac{\nu}{2\pi}\,\frac{1}{Z_\mathrm{W} C_\mathrm{WE}}. \tag{24}$$

$\nu = 1, 2, 3 \cdots$

$$f_{2\nu\mathrm{E}} = \frac{\nu}{2\pi}\sqrt{\frac{C_\mathrm{WI}}{L_\mathrm{W} K_\mathrm{WE}^2}} = \frac{\nu}{2\pi}\,\frac{1}{Z_\mathrm{W} K_\mathrm{WE}}. \tag{25}$$

$\nu = 1, 3, 5 \cdots$

Die Frequenzen der Eigenschwingungen sind dem Kehrwert des Produkts aus der Wellenimpedanz des Feldraumes und der wirksamen Kapazität des Feldraumes proportional.
Die Wellenimpedanz Z_W kann über die bekannte Definitionsgleichung bestimmt werden. Unter Berücksichtigung der Ausführungen im Abschn. 1.3. folgt für die Wellenimpedanz des Feldraumes von Transformatoren mit kurzgeschlossenen oder in Dreieck geschalteten Ausgangswicklungen (26) und für Transformatoren mit offenen Ausgangswicklungen (27):

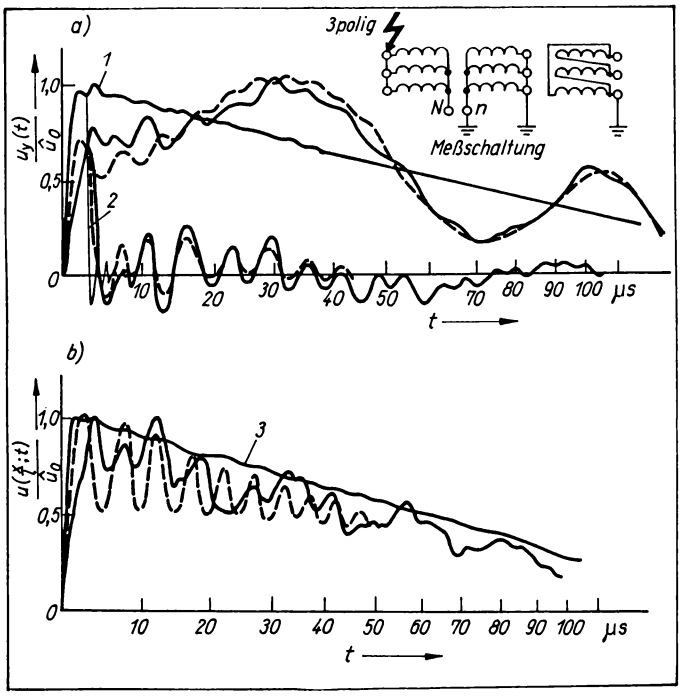


Bild 5. Gegenüberstellung von gemessenen und berechneten Spannungs-Zeit-Funktionen von Übergangsvorgängen an der Eingangswicklung eines 31,5-MVA-Transformators YNynd mit Lagenwicklung (4 Lagen und Regelwicklung)
U_n = 110 kV ± 18 %/36,75 kV/10,5 kV
a) Übergangsvorgänge am freien Sternpunkt bei Beanspruchung mit einer Vollwelle und einem abgeschnittenen Impuls
1 Meßimpuls; 2 Meßimpuls (abgeschnitten)
——— gemessen; – – – berechnet
b) Übergangsvorgang am Ende der ersten Lage bei unmittelbar geerdetem Sternpunkt
3 Meßimpuls

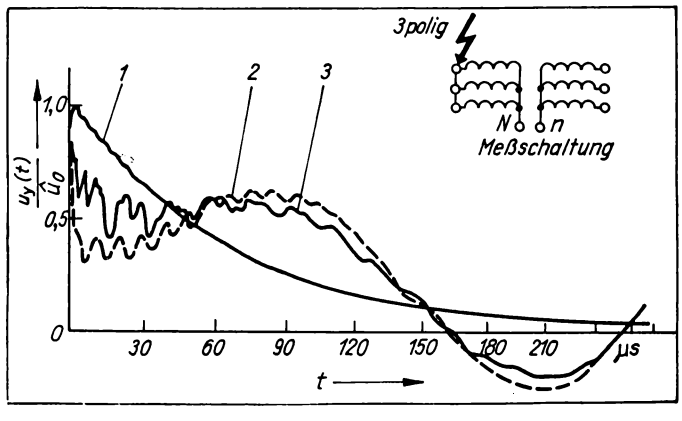
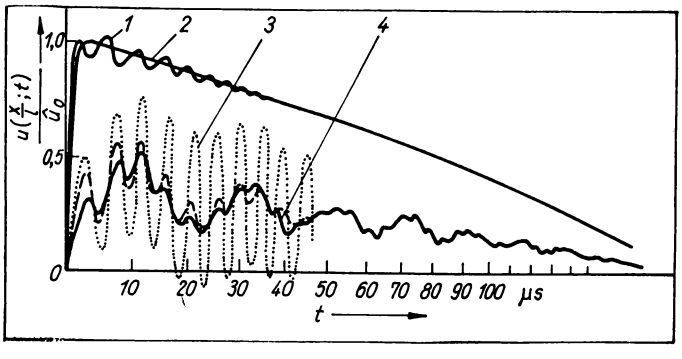


Bild 6. Gegenüberstellung der gemessenen und berechneten Spannungs-Zeit-Funktion am freien Sternpunkt der Eingangswicklung eines 31,5-MVA-Transformators YNyn mit Lagenwicklung (4 Lagen und Regelwicklung) in simulierter Netzschaltung
U_n = 110 ± 17 %/21 kV
1 Meßimpuls; 2 berechnet; 3 gemessen

Bild 7. Spannungs-Zeit-Funktion des Übergangsvorgangs am Ende der dritten Lage eines 12,5-MVA-Transformators YNd5 mit Lagenwicklung und unmittelbar geerdetem Sternpunkt bei einer Impulsbeanspruchung ohne und mit überlagerter Erregerspannung.
1 Erregerspannung; 2 Meßimpuls (3pol.); 3 berechnete Resonanzspannung; 4 Funktion des Übergangsvorganges
(——— gemessen; – – – berechnet)



$$Z_W \approx \sqrt{\frac{L\sigma}{2C_E}} \tag{26}$$

$$Z_W \approx \sqrt{(2{,}5 \cdots 3{,}5)\frac{L\sigma}{C_E}}. \tag{27}$$

Die Wellenimpedanz des Feldraumes und die Eigenfrequenzen werden von der Klemmenbehandlung der Ausgangswicklungen maßgebend beeinflußt.

Auf das obere Frequenzband, das durch den Ausgleichsvorgang zwischen den Windungen entsteht, wird nicht eingegangen.

Das Verhältnis der Frequenzen der Grundharmonischen der grundfrequenten Eigenschwingung beträgt in Abhängigkeit von der Behandlung des Wicklungsendes beim Transformator in Netzschaltung unter Berücksichtigung von (8) und der Anzahl der beanspruchten Klemmen numerisch

$$2 < \frac{f_{1E}}{f_{1I}} < 5{,}8\,, \tag{28}$$

während sich das der höherfrequenten Eigenschwingungen in Abhängigkeit von der Sternpunktbehandlung nur geringfügig ändert:

$$0{,}7 < \frac{f_{2E}}{f_{2I}} < 1\,. \tag{29}$$

Voraussetzung zur Bestimmung der Frequenzen des Übergangsvorgangs in einer impulsbeanspruchten Wicklung ist damit die Kenntnis der wirksamen Feldraumkapazitäten. Deren Ermittlung bildet die wesentlichste Aufgabe des Berechnungsverfahrens.

2. Resonanz

Resonanz entsteht immer dann, wenn die Frequenz einer periodischen Spannung an der Wicklung im Bereich der Harmonischen einer Eigenfrequenz der Wicklung liegt. Dabei bestimmt die Wirkkomponente im Resonanzkreis die Resonanzschärfe.

Unter Beachtung des Vorangestellten existiert für Resonanz keine exponierte Stelle längs der Wicklung. Resonanz betrifft, wenn sie auftritt, die Wicklung als Ganzes. Sie unterscheidet sich längs der Wicklung nur durch die Höhe der Amplituden.

Für Erregerspannungen, die keinem Impuls überlagert sind, ergeben sich andere Resonanzfrequenzen als die Eigenfrequenzen bei Übergangsvorgängen. Die Wicklung wirkt energetisch anders. Die Voraussetzung zur Ladung des Feldraumes nach (5) bzw. (6) und damit für die Wirkung der Feldkapazitäten C_W und K_W ist durch das Fehlen einer kapazitiven Anfangsverteilung nicht gegeben. Das bedeutet, daß die Frequenzbänder bei Übergangsvorgängen und bei Resonanz voneinander abweichen können.

Für Resonanz, die gegenüber Impulsbeanspruchungen im gewissen Sinne als quasistationärer Vorgang betrachtet werden kann, gelten für die Wicklungsnachbildung die Grundsätze, die bereits von *Wagner* [9] [10] dargelegt wurden. Man erhält danach die Wicklungs-Eigenfrequenzen in Abhängigkeit von der Behandlung des Wicklungsendes unter Vernachlässigung magnetischer Verknüpfungen innerhalb der Wicklung aus dem bekannten L'-C'-K'-Kettenleiter nach (30) und (31):

$$f_{\nu I} = \frac{2\nu - 1}{2\sqrt{4LC + (2\nu - 1)^2 \pi^2 LK}}, \tag{30}$$

$$f_{\nu E} = \frac{\nu}{2\sqrt{LC + \nu^2 \pi^2 LK}}. \tag{31}$$

$\nu = 1, 2, 3 \cdots$ Ordnungszahl der Harmonischen, L Induktivität der Wicklung, C Querkapazität der Wicklung, K Längskapazität der Wicklung.

Setzt man beide Gleichungen ins Verhältnis, so folgt für die Grundharmonische ($\nu = 1$) in Abhängigkeit des Wicklungsaufbaus, charakterisiert durch das Verhältnis K/C der Wicklung numerisch

$$1{,}2 < \frac{f_E}{f_I} \leqq 2\,, \tag{32}$$

und es ist erkennbar, daß das Verhältnis beider Frequenzen kleiner als das bei Übergangsvorgängen ist (28).

Weiter ist festzustellen, daß bei Resonanz ohne überlagertem Impuls nur das Frequenzband nach (30) bzw. (31) wirkt, während bei einem Übergangsvorgang in einer impulsbeanspruchten Wicklung mindestens zwei Frequenzbänder auftreten. Hier liegt die Ursache dafür, daß die durch Resonanzmessungen ermittelten Eigenfrequenzen einer Wicklung vielfach von denen bei Übergangsvorgängen auftretenden abweichen.

3. Untersuchungsergebnisse

Übergangs- und Resonanzvorgänge in Transformatorwicklungen unterscheiden sich durch unterschiedliche physikalische Vorgänge. Die maßgebenden Parameter können erheblich voneinander abweichen. Die Bestimmungsgleichungen für Übergangsvorgänge lassen sich auf der Grundlage der beschriebenen Modellvorstellungen programmtechnisch gut umsetzen, so daß Rechenprogramme erstellt werden können, die es ermöglichen, das Übergangsverhalten von Transformatorwicklungen zu berechnen und darzustellen. Das ist für Transformatoren der üblichen Schaltgruppen auch dreipolig und unter Berücksichtigung der gebräuchlichen Wicklungsarten möglich.

Als Beanspruchung kommen Blitzimpulswellen (Vollwellen und abgeschnittene Impulswellen) oder Schaltimpulswellen mit und ohne überlagerter Erregerspannung in Frage. Für diese Beanspruchungsformen erwies sich das Berechnungsverfahren als zielführend [7]. Die Beispiele in den Bildern 5 bis 7 sollen das zeigen.

Eine Untersuchung von Übergangsvorgängen an Transformatoren in Netzschaltung erfordert stets die verhaltensäquivalente Berücksichtigung angeschlossener Betriebsmittel oder Leitungen [8].

Die Eigenfrequenzen von Wicklungen können sich für Übergangs- und Resonanzvorgänge unterscheiden. Übergangsvorgänge als Folge von Impulsbeanspruchungen bedingen höhere Eigenfrequenzen, als bei der Beanspruchung von Wicklungen mit periodischen Erregerspannungen auftreten.

Blitz- und Schaltimpulswellen gefährden Transformatorwicklungen normalerweise nicht, wenn die Bedingungen der Isolationskoordination nach TGL 20445 eingehalten werden. Das ändert sich, wenn Impulsbeanspruchungen periodische Spannungen überlagert sind, die zu Resonanzerscheinungen in der Wicklung führen. Es sind deshalb Netzkonstellationen zu vermeiden, die zu Erregerspannungen führen, deren Frequenz dicht bei einer Eigenfrequenz der Wicklung liegt. Als besonders gefährlich müssen periodische Erregerspannungen angesehen werden, die die Überspannungsableiter „unterlaufen" und im Wicklungsinneren zu Resonanz führen. Gegenüber derartigen Beanspruchungen haben Überspannungsableiter an den Eingangsklemmen keine Schutzwirkung.

Eine Gefährdung der elektrischen Isolierung von Unterspannungswicklungen in Transformatoren kann beim Zuschalten der Oberspannungswicklung eintreten, wenn die US-Wicklungen unbelastet sind. Die Übergangsvorgänge in der OS-Wicklung werden in die US-Wicklung übertragen und überschreiten hier ggf. die Isolationsfestigkeit der Wicklungen oder nachgeschalteter Isolationsstrecken.

Das durchaus günstigere Übergangsverhalten von Lagenwicklungen gegenüber Scheiben- oder Zylinderwicklungen verschwindet bei Einfachlagenwicklungen mit steigender Lagenzahl und gleicht sich an. In Lagenwicklungen geringer Lagenzahl treten Übergangsvorgänge betont zweifrequent in Erscheinung. Einer grundfrequenten Eigenschwingung ist eine höherfrequente Eigenschwingung überlagert, die keine höhere Harmonische der Ersteren darstellt. Die Priorität der Eigenschwingungen im Übergangsvorgang wird von der Behandlung des Wicklungsendes (Sternpunktes) der beanspruchten Wicklung und der Anzahl der Lagen bei Lagenwicklungen bzw. des Wicklungsaufbaues generell bestimmt. Die Amplituden der höheren Harmonischen der beim Übergangsvorgang auftretenden Eigenschwingungen konvergieren schnell gegen Null und sind dadurch im Gesamtvorgang zu vernachlässigen. Sie gewinnen nur bei Resonanz Bedeutung [7].

Grundsätzlich ist bei Übergangs- und Resonanzvorgängen in Wicklungen davon auszugehen, daß der Spannungspegel im Wicklungsinneren höher ist als an der beanspruchten Klemme. Die Lage des Maximums der Spannungsüberhöhung wird dabei von der Behandlung des Wicklungsendes (Sternpunktes), den Parametern der Beanspruchung und dem Wicklungsaufbau beeinflußt.

Insgesamt ist festzustellen, daß es schwingungsfreie Wicklungen nicht gibt. Auch eine sogenannte schwingungsarme Wicklung kann unter bestimmten Voraussetzungen in ihrem Inneren extreme Schwingungsamplituden und damit Spannungsüberhöhungen erreichen.

4. Zusammenfassung

Die Kenntnis des Übergangs- und Resonanzverhaltens nichtstationärer beanspruchter Transformatorwicklungen ist gleichermaßen für den Hersteller wie den späteren Betreiber von Interesse. Sie ist Voraussetzung für optimale elektrische Isolierung der Wicklungen, Isolationskoordination und auch Grundlage für Störungsaufklärung im Transformatorbereich. Die Berechnung erfolgt mit einem Verfahren, das auf der Basis der andersgearteten Interpre-

TAGUNGSBERICHTE

Beschleunigte Einführung der Schlüsseltechnologien sowie Qualitätsbewertung und Zertifizierung von Erzeugnissen der Elektrotechnik/Elektronik auf der Basis internationaler Standards

6. Fachtagung Standardisierung

Ziel der Fachtagung war es, vor den Fachkollegen aus allen Bereichen der Elektrotechnik/Elektronik den derzeitigen Stand, die Möglichkeiten und die zukünftig notwendigen Ergebnisse der Standardisierung bei der beschleunigten Einführung der Schlüsseltechnologien

- CAD, CAM, CAO
- Probleme der Software-Standardisierung in der DDR
- Lichtwellenleiter-Nachrichtenübertragung sowie deren Beitrag der Standardisierung zur Verbesserung der Devisenrentabilität im Außenhandel darzulegen.

Dabei waren die Schwerpunkte:

- Mitarbeit der DDR im RGW, der IEC, der ISO und anderen internationalen Organisationen
- Mitwirkung in internationalen Zertifizierungsorganen
- Informationen der Kunden über erworbene Zertifikate durch Messen, Ausstellungen, Kataloge, Verpackungen, Inserate, Betriebsanleitungen usw.

Nicht zuletzt ging es auch um die Aktivitäten, durch die die Standardisierung in einem höheren Maß zum Produktivitätsfaktor für Wissenschaft, Produktion und Handelstätigkeit werden muß.

Der Plenarvortrag wurde vom Vizepräsidenten des ASMW, *Seydler*, gehalten, im einzelnen zu Fragen der Standardisierung und Qualitätssicherung bei

- Schlüsseltechnologien
- Serienproduktion von VLSI-Schaltkreisen
- rechnergestützten Systemen
- Sicherung der Meßtechnik im Produktionsprozeß
- Qualitätsbestätigung.

Es wurde kein Zweifel daran gelassen, daß die jetzt bereits vorhandenen internationalen Vorschriften und die absehbare internationale Entwicklung auf diesem Gebiet sowie die Methoden der Qualitätssicherung und -bestätigung bei der Ausarbeitung nationaler Vorschriften und Standards Berücksichtigung finden müssen, wobei der Vizepräsident des ASMW seine Ausführungen mit der prinzipiellen Schlußfolgerung beendete: „Die Standardisierung (national/international) gewinnt unter den Bedingungen der Durchsetzung der Schlüsseltechnologien eine immer größere Bedeutung"

Weitere Referenten machten deutlich, daß die sich im Zeichen der zunehmenden friedlichen Zusammenarbeit der Völker entwickelnde Handelstätigkeit von uns fordert, Vorschriften und Qualitätsarbeit mit einer offensiveren Exporttätigkeit sowie einer von den bisherigen Gepflogenheiten erheblich abweichenden, die Effektivität unnachsichtig betonenden neuen Denkweise durchzusetzen.

Ein besonderer und für die künftige Arbeit wesentlicher Schwerpunkt der Darlegung und Diskussion war die Tätigkeit der Prüfstellen. Ihnen gilt kompromißlos die Forderung, auf der Basis der internationalen Vorgaben die Berechtigung zum Erteilen der international gültigen Prüfzertifikate zu erwerben. Daß damit einige Konsequenzen für die Arbeit an und mit unseren Vorschriften verbunden sind, liegt auf der Hand. Immer wieder wurde deutlich, daß sich aus der politischen Entwicklung grundsätzliche Konsequenzen in einem unsere bisherigen Vorstellungen sprengenden Maß auch für die Standardisierung ableiten. Nur wer internationale Vorschriften und Qualitätszertifikate vorweisen kann, also rechtzeitig reagiert, der hat den nötigen Handlungsspielraum im Export und kann Maßstäbe und Preise mitbestimmen.

In diesem Zusammenhang sind nicht nur oder nicht in erster Linie die für die Standardisierung in den Kombinaten und Betrieben verantwortlichen Fachkollegen zur Initiative aufgerufen. Der Schwerpunkt ist vielmehr in Forschung, Entwicklung, Konstruktion, Technologie zu suchen. Dort gilt es, Konsequenzen für einen veränderten Arbeitsstil abzuleiten. Es ist daher bedauerlich, festzustellen, daß nur wenige Fachleute dieser Bereiche die Tagung besucht haben. Offensichtlich gab es Vorbehalte gegenüber dieser Veranstaltung.

Qualitätssicherung von Erzeugnissen, Anlagen und Prozessen durch Standardisierung beginnt in erster Linie beim Nachdenken über deren Parameter von morgen. Diese Feststellung des Vizepräsidenten des ASMW macht den Anspruch deutlich, der aus der Standardisierungstagung abzuleiten und umzusetzen ist.

R. Schumann, Leipzig EA 2971

Softwaresystem zur Lösung ingenieur-wissenschaftlicher Aufgaben in der Leistungselektronik

141. Sektionskolloquium Automatisierungstechnik der TU Karl-Marx-Stadt am 24. November 1988

Der Referent, Prof. Dr. sc. techn. *M. Kronberg*, berichtete über das unter seiner Leitung entwickelte Programmsystem LENE/LEMESS zur Untersuchung transienter Prozesse physikalischer und informationeller Art in

- elektrischen Netzen und elektronischen Schaltungen
- Regelkreisen und ihren Übertragungsgliedern
- Steuergeräten und Steueralgorithmen

durch Simulation. Dieses Softwaresystem unterstützt die Modellierung der zu untersuchenden Objekte, stellt die Gleichungssysteme selbsttätig auf und löst sie numerisch. Als Ergebnis wird das Verhalten der simulierten Systemgrößen ausgegeben. Der Leistungsumfang reicht von der Analyse einzelner Schaltvorgänge bis zur Untersuchung vollständiger technischer Systeme der Leistungselektronik, Antriebstechnik und angrenzender Gebiete.

Da die international verfügbaren Simulationssysteme nicht allen technischen Besonderheiten der Leistungselektronik Rechnung tragen, ergab sich die Notwendigkeit der Entwicklung dieses Programmsystems. Gegenüber vergleichbaren Systemen ist „LENE" durch folgende charakteristische Merkmale gekennzeichnet:

- Stabilität und vertrauenswürdige Ergebnisse auch bei der Simulation von Schaltungen, die häufig und sprunghaft ihre Topologie wechseln
- Analyse von Systemen, deren kleinste und größte Zeitkonstanten sich um neun und mehr Zehnerpotenzen unterscheiden
- Modellierbarkeit und simultane Simulation von disziplinär unterschiedlich aufgebauten technischen Systemen

---

tation der Physik der Vorgänge in einer beanspruchten Wicklung befriedigende Ergebnisse liefert. Die Anwendung dieses als Radialfeldtheorie bezeichneten Berechnungsverfahrens ist besonders zur Bestimmung des Übergangsverhaltens impulsbeanspruchter Dreiphasentransformatoren im Netzsystem geeignet, da eine Berücksichtigung der Netzelemente und eine dreipolige Betrachtungsweise möglich sind. Als besonders günstig erweisen sich bei diesem Verfahren die Parametervoraussetzungen. Es bildet eine Alternative zu den bisher begrenzten Möglichkeiten einer Berechnung von Übergangsvorgängen. Es ermöglicht im konkreten Fall eine hinreichende Aussage über zu erwartende oder erfolgte Spannungs- und Isolationsbeanspruchungen in Transformatoren.

Literatur

[1] *Heller, B.; Veverka, A.:* Stoßerscheinungen in elektrischen Maschinen. Berlin: VEB Verlag Technik 1957

[2] *Höhne, E.:* Ein Beitrag zur Theorie der Übertragung von Blitzimpulsspannungen über Maschinentransformatoren. Dissertation. TU Dresden 1973

[3] *Kreisinger, V.:* Approximate method of analysis of surge voltage distributions in complicated windings arrangements of transformers. Acta Technica ČSAV 12 (1967), 4 S. 419–444

[4] *Karassew, W. A.:* Theorie der elektromagnetischen Vorgänge in Wicklungen. Moskau: Gosenergoisdat 1946 (russ.)

[5] *Mohseni, H.:* Berechnung der elektrischen Beanspruchung von Transformatorisolierungen bei Stoßspannungen und Schaltüberspannungen. Elin-Zeitschrift (1976) 2, S. 92–100; (1977) 3, S. 115–119

[6] *Reincke, F.:* Zur Untersuchung des Schwingungsverhaltens von Transformatorwicklungen bei Netzvorgängen im Wanderwellenbereich. Dissertation. TU Dresden 1985

[7] *Richter, Chr.:* Beitrag zur Theorie und Berechnung des Übergangsverhaltens impulsbeanspruchter Transformatorwicklungen – Radialfeldtheorie –, Untersuchungsbericht 1986

[8] *Richter, Chr.:* Die modelltechnische Nachbildung von Leitungen und elektrotechnischen Betriebsmitteln an impulsbeanspruchten Transformatoren. ELEKTRIE 39 (1985) 6, S. 220–224

[9] *Wagner, K.-W.:* Das Eindringen einer elektromagnetischen Welle in eine Spule mit Windungskapazität. E. u. M. 33 (1915), S. 89–92, S. 105–108

[10] *Sirotinski, L. I.:* Hochspannungstechnik; Äußere Überspannungen – Wanderwellen. Berlin: VEB Verlag Technik 1965

EA 5847

– Bereitstellung von vielfältigen Hilfsmitteln zur Modellierung, so daß auch anwendungsspezifische Modelle und solche für weniger oft eingesetzte Komponenten bei geringem Aufwand vom Nutzer aufgestellt werden können.

Das Programmsystem LENE/LEMESS ist ein Werkzeug zur rechnergestützten Ausführung der Netzwerkanalyse in der leistungselektronischen Schaltung, der Systemanalyse im Regelkreis und der Algorithmenanalyse im Steuergerät. Dadurch entfallen die bisherigen Grenzen hinsichtlich der Komplexität der zu untersuchenden Systeme und der Vernachlässigung von Nichtlinearitäten bei gleichzeitiger Erhöhung der Effektivität der Ingenieurarbeit.

Das vorgestellte Programmsystem LENE/LEMESS ist auf eine einfache Nutzbarkeit ausgerichtet. Die „Nutzeroberfläche" stellt deshalb keinerlei Ansprüche hinsichtlich Kenntnisse der Rechentechnik oder Informatik. Ein Eingriff des Nutzers in das Programm ist nicht vorgesehen. Die gewünschte Akzeptanz wird dadurch erreicht, daß die fachbezogene Sprache und Denkweise des Ingenieurs beibehalten wird. Die Prämissen sind die Gewähr für eine erfahrungsgemäß sehr kurze Einarbeitungszeit.

Wegen der Schwierigkeiten bei der Modellierung von Komponenten realer technischer Systeme wurde im Systemkonzept auf vielfältige Unterstützung der Modellbildung besonderer Wert gelegt. Neben der Vielzahl vorprogrammierter Modelle können Kennlinien von Hand oder als gemessene Datensätze eingegeben werden.

Im weiteren stellte Prof. *Kronberg* entsprechend dem Umfang und der Art der zu lösenden Simulationsaufgaben die verfügbaren sechs spezialisierten Dialogmodule vor:

a) Die Module „Netzwerk", „Steuerung" und „Regelung" sind zweckoptimierte Programme, die in der jeweils gebräuchlichen Fachsprache den Eingabedialog ermöglichen. Sie sind einzeln, aber auch gemeinsam zur simultanen Analyse physikalischer Größen und informeller Signale nutzbar.

b) Weitere drei Module des Eingabedialogs unterstützen die Modellierung und sind universell als Ergänzung zu den vorgenannten drei Modulen verwendbar.

Durch die verwendete Programmiersprache FORTRAN 77 ist eine Portabilität auf verschiedene leistungsfähige Rechner garantiert. Personalcomputer mit 16 bit Verarbeitungsbreite, Vollgrafik, Festplatte, Coprozessor und dem Betriebssystem MS-DOS Version 3.2 oder DCP sowie ein grafikfähiger Drucker als Peripherie ermöglichen die Anwendung von „LENE/LEMESS". Das Softwarepaket hat einen Gesamtumfang von etwa 1,2 MByte. Anhand einer grafischen Übersicht und von Beispielen erfolgt die Darlegung der Arbeitsschritte bei der Analyse technischer Systeme mit LENE/LEMESS und die Korrespondenz zu den einzelnen Softwaremodulen.

Der Referent zeigte auf, daß mit LENE/LEMESS sowohl ingenieurwissenschaftliche Aufgaben im Verlaufe von Forschung und Entwicklung als auch organisatorische Aufgaben bis zur Erstellung von Dokumentationen und Bestellisten möglich sind.

Die Hörer konnten sich im Anschluß an den Vortrag von der praktischen Arbeit im Labor mit dem Programmsystem LENE/LEMESS vertraut machen.

G. Tippmann, Karl-Marx-Stadt EA 2999

Aktuelle Probleme der Gestaltung, Betriebsführung und Instandhaltung von Umspannwerken aus Sicht der CIGRE-Arbeit

294. Elektrotechnisches Kolloquium der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden

Referent: Dr.-Ing. *H.-G. Schütte*, Braunschweig (BRD); Convener der Working Group 23-04 der CIGRE

Leiter: Prof. Dr. sc. techn. *H. Böhme*

Die Arbeit des Studienkomitees 23 (Umspannwerke) wird folgendermaßen beschrieben: „Gesamtentwurf und elektrische und mechanische Dimensionierung von Schaltanlagen und elektrischen Anlagen in Kraftwerken unter Berücksichtigung aller denkbaren Belastungen mit besonderer Beachtung des Betriebes und der Umwelt. Anwendung neuer Ausrüstungen: Untersuchung des Verhaltens von Schaltanlagen und Kraftwerken".

Zur Zeit sind folgende Arbeitsgruppen tätig:

23-03 Gasisolierte Schaltanlagen (GIS)
23-04 Freiluft-Schaltanlagen
23-05 Sekundäreinrichtungen
23-06 Schaltanlagen in Kraftwerken
23-07 Meßwandler.

Die Arbeitsgruppe 23-04 bearbeitet gegenwärtig folgende Aufgaben:

1. Zuverlässigkeit, abhängig von den Grundschaltungen des Umspannwerkes und der Sekundär-Technik

Allein aus Sicht der Hochspannungs-Elemente (Primär-Elemente) sollten Schaltungen mit Ringsammelschiene und das 1 1/2-Leistungsschalter-System am zuverlässigsten arbeiten. Im Gegensatz zu diesem eindeutigen Ergebnis werden die Schaltungen aber weltweit nicht entsprechend häufig angewendet. Ursache dafür ist das Zusammenspiel mit Sekundäreinrichtungen und dessen Zuverlässigkeit. Insgesamt sind die Fehlerraten von Sekundäreinrichtungen weniger bekannt als von Primärgeräten (Richtwert für Fehlauslösung: min 0.0040/a; max. 0.0052/a). Es ist zu beachten, daß bei einigen Grundschaltungen ein Fehler des Schutzes nicht nur ein, sondern mehrere Schaltgeräte beeinflussen kann.

Bei Einfach-, Doppel- und Umgehungsschiene gibt es keinen Einfluß der Sekundäreinrichtungen. Bei der 1 1/2-Leistungsschalter-Methode und bei Ringsammelschiene ist dagegen eine hohe Empfindlichkeit für Fehler des Sekundärsystems festzustellen. Die hohe Zuverlässigkeit der Grundschaltungen „1 1/2-Leistungsschalter-Methode" und „Ringschaltung" kann nur dann ausgenutzt werden, wenn eine entsprechende zuverlässigkeitserhöhende Redundanz in den Sekundäreinrichtungen vorgesehen wird. Angenommene Fehlerraten sind aus Tafel 1 ersichtlich.

2. Instandhaltung

Die Instandhaltung ist Vorzugsthema in mehreren Studienkomitees der CIGRE. Generelles Ziel ist eine Minimierung der Kosten für die Instandhaltung.

Insgesamt steht die Arbeit noch am Anfang, bereits dadurch erschwert, daß in den einzelnen Ländern unter Instandhaltung (maintenance) z.T. gleiche und z.T. unterschiedliche Tätigkeiten verstanden werden.

Gegenüber früheren Untersuchungen sind neue Elemente (SF_6-Anlagen, Fernbetätigung, Metalloxid-Ableiter, neues Trafo-Silikon-Öl) und neue Trends (Monitoring, Computereinsatz, neue Diagnosemethoden, Arbeiten unter Spannung u.ä.) zu berücksichtigen. Offen ist noch die Frage, ob und wie Kosten gespart werden können, wenn man, abgehend von einer Instandhaltung nur nach Störungen (breakdown maintenance), zur vorbeugenden Instandsetzung übergeht.

Diskutiert wird ein Bewertungsschema, das die eingeschätzte Notwendigkeit einer Instandhaltung (bewertet z.B. durch beobachtete Fehlerhäufigkeit, Umweltbelästigung, Stand der technischen Sicherheit, Alter der Ausrüstung) mit geschätzten Kosten bei Ausfall dieses Elementes in Verbindung bringt. Mit der Zuordnung dieser beiden Komponenten ist eine Priorität der durchzuführenden Instandhaltung festlegbar.

3. Handbuch für den Schaltanlagenentwurf

In mehreren Arbeitsgruppen des SC 23 bemüht man sich, kurze Handbücher (100 Seiten) zusammenzustellen, die den Ingenieuren in Entwicklungsländern sowie jungen Absolventen den Einstieg in die Gesamtproblematik (z.B. Entwurf von Umspannwerken) erleichtern und die Scheu vor dem umfangreichen internationalen und nationalen Regelwerk nehmen sollen. Die vom Referenten geleitete Arbeitsgruppe ist dabei, ein solches Buch zusammenzustellen.

H. Böhme, Dresden EA 2998

Tafel 1
Eingangsdaten für Untersuchungen der Arbeitsgruppe 23-04 zur Zuverlässigkeit

		Freileitung je km	Transformatoren	Trennschalter	Leistungsschalter
Mechanische Fehlerrate	1/a	0,012	0,0075		0,004
Dauer der Reparatur	h	6	12		12
Fehlerrate der Isolierung (Dauerfehler)	1/a	0,005	0,0013	0,002	0,0043
Fehlerrate der Isolierung (transiente und Dauerfehler)	1/a	0,08	0,0013	0,002	0,0043
Dauer der Reparatur	h	6	120	6	12
Wartungsrate	1/a	0,09	1,1	1	1,5
Dauer der Wartung	h	12	12	2	8

KURZBERICHTE

Kalibrierlaborratorien auf dem Gebiet der Elektronik in Indien

Auch in Indien spielen Meßgeräte, die in der elektronischen Industrie und in Laboratorien genutzt werden, eine wesentliche Rolle bei der Sicherung der Qualität und Zuverlässigkeit der Erzeugnisse. Die Messungen fordern einen hohen Grad an Genauigkeit und Präzision in Verbindung mit Angaben zur Unsicherheit, die den Grad des Vertrauens in die Messungen bestimmen. Aus diesem Grund wird auch in Indien eine periodische Kalibrierung der Meßgeräte als dringend notwendig erachtet. Die Kalibrierung wird mit einem Satz genau definierter Normalmeßmittel mit hoher Genauigkeit vorgenommen, die auf die nationalen Normale (Etalons) zurückgeführt werden. Die Verwirklichung unterlag bis zur 42. Verfassungsänderung exklusiv den Staaten. 1956 erschien die „Verordnung über Standards für Maße und Gewichte" des Ministry of Food and Civil Supplies, Directorate of Weights and Measures, der indischen Zentralregierung, die 1976 überarbeitet wurde.

Da Kalibrieren ein komplexer und zeitaufwendiger Prozeß mit speziell geschultem Personal und kostspieligen Einrichtungen ist, ist es für die meisten Industriebetriebe und Institutionen in Indien nicht möglich, ihren eigenen Kalibrierdienst im Hause ökonomisch aufrecht zu erhalten oder ihn auf kooperativer Basis mit der Nachbarschaft zu organisieren. Eine ökonomische Möglichkeit zum Kalibrieren elektronischer Geräte wurde 1986 durch das Standardization, Testing and Quality Control (STQC) Programme des Department of Electronics (DOE) der indischen Zentralregierung (das DOE entspricht in der DDR einem Ministerium) geschaffen. Die Nutzung wird den indischen Firmen empfohlen.

Eine der Hauptaktivitäten im STQC-Programm ist die schrittweise Errichtung und Aufrechterhaltung eines umfassenden Netzes von Kalibrierlaboratorien auf dem Gebiet der Elektrotechnik/Elektronik im Land und eines zukünftigen landesweiten Kalibrierdienstes. Innerhalb dieses Programms wurde in Anlehnung an internationale Erfahrungen zunächst eine drei Ebenen umfassende hierarchische Struktur von staatlichen Kalibrier-Laboratorien geschaffen. Die Einordnung eines solchen Laboratoriums erfolgt nach dem Rang der dort vorhandenen Etalons:

1. Etalon I: Primärnormale des National Physical Laboratory (NPL) in New Delhi. Die Nutzungsmöglichkeit der höchsten Normale des NPL für den Kalibrierdienst ist innerhalb des STQC-Programms geschaffen worden.
2. Etalon II: Sekundärnormale wurden bisher in vier Electronics Regional Test Laboratories (ERTLs) in den Städten Bangalore, Bombay, Calcutta und New Delhi für die Staaten Karnataka, Maharashtra, West Bengal und des Unionsterritorium Delhi aufgestellt. (Insgesamt gibt es 22 Staaten und 11 Unionsterritorien.)
3. Etalon III: Arbeitsnormale wurden in den Electronics Test & Development Centres (ETDCs) in fast allen Staaten aufgestellt. Die Genauigkeiten der verschiedenen in den ETDCs vorhandenen Normale werden mit den in den ERTLs vorhandenen Etalons II überprüft.

Zusätzlich ist beabsichtigt, die Zuverlässigkeit der Messungen zu erhöhen durch Einbeziehung anderer elektronischer Standard- und Kalibrierlaboratorien der Privatindustrie, der Betriebe des staatlichen Sektors und anderer staatlicher Organisationen als Teil der von der indischen Zentralregierung empfohlenen „National Coordination of Testing and Calibration Facilities" (NCTCF). Das Department of Science & Technology wurde damit beauftragt, das National Physical Laboratory mit der Koordinierung zu betrauen, um sicherzustellen, daß die Anzeigen aller Meßgeräte durch den bisher schon bestehenden „National Calibration Service" auf die im NPL aufbewahrten nationalen Normale zurückgeführt werden.

Einen Überblick über die gegenwärtigen Kalibriermöglichkeiten bezüglich elektrischer und elektronischer Parameter in den Electronics Regional Test Laboratories (ERTLs) und den Electronics Test & Development Centres (ETDCs) gibt Tafel 1. Die dort vorhandenen Normale und Kalibriermöglichkeiten haben einen guten Ruf. Sie entsprechen der international üblichen Ausrüstung. Diese Normale werden, wie in anderen Ländern auch, periodisch bezüglich ihrer Genauigkeit und Konstanz überprüft. Außerdem werden die Meßmöglichkeiten von Zeit zu Zeit verbessert, um mit der Weiterentwicklung in der Meßtechnik und Technologie Schritt zu halten.

Die in den ERTLs und ETDCs vorhandenen Normale werden von Wissenschaftlern und besonders ausgebildeten Ingenieuren bedient. Dabei werden folgende Dienste für indische Kunden angeboten:

1. Registrierung der Meßgeräte und Anleitung der Kunden.
2. Periodisches Kalibrierprogramm für Meßgeräte der Kunden mit einem Rückinformationsdienst.
3. Kalibrierung von Meßgeräten der Kunden nach Reparaturen (in begrenztem Maße) und direkt beim Kunden (mit entsprechenden Gebühren).
4. Bescheinigung der Genauigkeit des Meßgeräts der Kunden.
5. Technische Beratung.

Diese kostspieligen Meßmöglichkeiten wurden in Indien durch das Department of Electronics (DOE) mit dem Standardization, Testing and Quality Control (STQC), Programme für alle Anwender in der Industrie, in den Prüflaboratorien und in anderen Institutionen zur freiwilligen Nutzung geschaffen, wenn diese elektronischen Geräte einsetzen.

K. Köppen, Berlin EA 2873

Tafel 1. Gegenwärtige Kalibriermöglichkeiten[1])

	Electronics Regional Test Laboratories		Electronics Test and Development Centres	
Physikalische Größe	Meßbereich	Unsicherheit je nach Bereich	Meßbereich	Unsicherheit je nach Bereich
Gleichspannung	0 ··· 40 kV	$2 \cdot 10^{-6}$ ··· $3 \cdot 10^{-2}$	0 ··· 40 kV	0,002 ··· 3 %
und -strom	0 ··· 20 A	0,25 %	0 ··· 200 A	0,006 ··· 2 %
Gleichstromwiderstand	1 μΩ ··· 1 TΩ	0,01 % ··· $0{,}5 \cdot 10^{-6}$	1 μΩ ··· 1 TΩ	0,01 %
Kapazität	10^{-4} pF ··· 1,1 F bis 10 MHz	0,01 ··· 1 %	0,05 pF ··· 1600 μF bis 10 MHz	0,05 %
Induktivität	100 μH ··· 10 H	0,1 % ··· 0,25 %	0,05 μH ··· 1600 H	0,1 % ··· 0,2 %
NF-Wechselspannung	0 ··· 40 kV	0,02 ··· 5 %	0 ··· 40 kV	0,02 ··· 3 %
und -strom	bis 1 MHz		bis 1 MHz	
	0 ··· 20 A bis 1 MHz	0,07 ··· 0,1 %	0 ··· 200 A	0,05 ··· 3 %
	20 ··· 200 A bis 1 kHz	2 ··· 3 %		
NF-Wechselstromleistung	0 ··· 37,5 kW	0,05 %	200 μW ··· 20 kW	0,8 ··· 5 %
und Energie	bei 50, 60 und 400 Hz		bei 0 ··· 50 kHz	
Dämpfung	0 ··· 111 dB bis 1 MHz	0,02 dB ± 0,25 %	0 ··· 119 dB	0,1 ··· 0,3 dB
HF-Spannung	700 μV ··· 1000 V von 10 kHz ··· 2 GHz	1 %	3 mV ··· 10 V von 10 kHz ··· 2 GHz	2 %
HF-Leistung	1 mW ··· 25 W von 100 kHz ··· 4,2 GHz	0,5 %	3 mW ··· 25 W von 100 kHz ··· 4,2 GHz	1 %
HF-Dämpfung	0 ··· 139,9 dB bis 1 GHz	0,02 ··· 0,07 dB	–	
HF-Impedanz	bis 1 GHz	0,1 ··· 1 %	bis 300 MHz	0,1 ··· 2 %
Frequenz	1 Hz ··· 4,2 GHz	$1 \cdot 10^{-11}$	bis 1,02 GHz	$2 \cdot 10^{-9}$
Impulsspannungs- und Wellenformmessung	Anstiegszeit 0,8 ns	Zeitbasis 0,5 %	Anstiegszeit 1 ns	Zeitbasis 0,5 %
Modulationsmessung	AM: 20 Hz ··· 50 kHz FM: 20 Hz ··· 125 kHz	3 %	–	

[1]) Eine Aufstellung der verwendeten Meßgeräte (Fluke, Guildline, GR, R u. S, Tektronik, HP, Marconi, Rotek) liegt beim Autor vor.

Softwaresammlung „Elektrische Maschinen"

Die Arbeitsgruppe „Moderne Entwurfsmethoden" des KDT-Aktivs im VEB Kombinat Elektromaschinenbau hat eine umfangreiche Sammlung von Software für elektrische Maschinen zusammengestellt. Die Sammlung enthält Berechnungs- und Auslegungsprogramme für elektrische Maschinen einschließlich nachgeschalteter mechanischer Baugruppen und vorgeschalteter Steuerglieder. Die Hauptgliederungspunkte sind:

- Grundlagen (z. B. allgemeine elektrotechnische oder physikalische Probleme, digitale Simulation)
- Sachgebiete, Aufgabenstruktur (z. B. elektromagnetische Berechnung, Konstruktion, Mechanik, Erwärmung)
- Erzeugnisse (z. B. Asynchronmaschinen, Getriebe)
- Elektronik (z. B. Steller).

Die Sammlung umfaßt derzeit rund 160 Titel. Sie wird halbjährlich überarbeitet und ergänzt.
Ziel der Zusammenstellung ist es, an einer Stelle eine möglichst umfassende Übersicht über in der DDR vorhandene Software zu haben und damit Interessenten an der Nachnutzung den Kontakt zum Urheber auf der Basis der geltenden Gesetze zu regeln.
Der Standort der Sammlung ist:
VEB Kombinat Elektromaschinenbau
DB Forschung und Entwicklung
Abt. TEA, Dr. *Fritzsche*, Tel.: 2245442
Breitscheidstr. 78
Dresden — 8045
Die Nutzung der Sammlung kann direkt am Standort erfolgen oder durch Übernahme der aktuellen Datei auf Diskette.

Ch. Richter, Dresden EA 2978

Programmpaket zur Anwendung der Klebtechnik

Aussagen über geeignete Klebstoffe für ein bestimmtes Fügeproblem, Eigenschaften dieser Klebstoffe sowie die notwendige Oberflächenbehandlung der Fügeteilwerkstoffe liefern Auswahlprogramme — im ZIS Halle entwickelt — für die Rechner P 8000, PC 1715 und AC 5120/5130.
Es handelt sich um drei getrennte Programme. Sie sind so konzipiert, daß keine rechentechnischen Vorkenntnisse des Nutzers erforderlich sind. Die Auswahl erfolgt im direkten Dialog zwischen dem Nutzer und dem Rechner auf dem Bildschirm. Über Bildschirm und Drucker werden die Ergebnisse ausgegeben.
Das Klebstoffauswahlprogramm umfaßt z. Z. 100 Klebstoffe und 61 Werkstoffe. Neben dem eigentlichen Klebstoffauswahlprogramm ist es möglich, durch entsprechende Auswahl eine Auflistung der Werkstoffe oder Klebstoffe sowie den Ausdruck eines Auswahlfragebogens vornehmen zu lassen. Auf dem Bildschirm werden die Fügeteilwerkstoffe zur Auswahl bereitgestellt.
Die Klebstoffauswahl erfolgt nach folgenden Kriterien: Werkstoffe, Festigkeit, Wasserbeständigkeit, Einsatztemperaturen, Anzahl der Komponenten, Gebrauchsdauer, offene Wartezeit, Härtezeit, -temperatur, -druck, Lagerfähigkeit des Klebstoffs. Nach jeder Eingabestufe ist die Möglichkeit der Beendigung des Auswahlprogramms gegeben.
Nach Abschluß des Klebstoffauswahlprogramms können die speziellen Eigenschaften der geeigneten Klebstoffe über Bildschirm und Drucker wie folgt angefordert werden: Name, chemische Basis, ZAK-Nr., TGL, Hersteller, Lieferer, Anzahl der Komponenten, Farbe, Füllstoffhaltigkeit, Viskosität, Mischungsverhältnis, Mischungstoleranz, Gebrauchsdauer, offene Wartezeit, spezifischer Klebstoffverbrauch, bevorzugte Klebfugendicke, Abbinde- bzw. Härtebedingungen, Lagerfähigkeit, Verdünnungs- und Reinigungsmittel, Hinweise zum GAB (Gefahrklasse, Gefährdungsgruppe, Giftabteilung, Brennbarkeit, AS-Maßnahmen), Zugscherfestigkeit, Schälwiderstand und Temperaturbeständigkeit. Das Programm enthält etwa 2500 bis 3000 spezielle Klebstoffkenndaten.
Das Programm zur Oberflächenbehandlung umfaßt alle 61 Werkstoffe, die im Klebstoffauswahlprogramm vorhanden sind. Sie werden als Menü auf dem Bildschirm ausgegeben und müssen einzeln durch Eingabe der entsprechenden Kennzahl ausgewählt werden. Die Zuordnung der notwendigen Oberflächenbehandlungsverfahren erfolgt in Abhängigkeit von Beanspruchungskriterien der Klebverbindung. Diese sind in drei Gruppen unterteilt:

- geringe Festigkeit, keine Medieneinwirkung, keine Klimabeanspruchung
- mittlere Festigkeit, geringe Medieneinwirkung, Normalklima
- hohe Festigkeit, hohe Medieneinwirkung, alle Klimate.

Auf dem Bildschirm werden die notwendigen Oberflächenbehandlungsverfahren in der erforderlichen Reihenfolge ausgegeben. Zu den einzelnen Oberflächenbehandlungsstufen können Textinformationen abgerufen werden. Aus Gründen des Arbeits- und Umweltschutzes wurde nach Möglichkeit auf mechanische, thermische und elektrische Oberflächenbehandlungsverfahren orientiert.
Die Programme sind für Betriebe im Rahmen der Nutzung von Rechnerstunden des ZIS-Rechners für spezielle Anwendungsfälle (Durchführung von Recherchen) oder durch Erwerb des Softwarepaketes bzw. der Einzelprogramme nutzbar.
Anfragen sind zu richten an das Zentralinstitut für Schweißtechnik der DDR, Halle (Saale), Abt. Rationalisierung Berlin, Wakkenbergstr. 84—88, Berlin, 1110.

K. Ruhsland; P. Möller; Halle EA 2976

PATENTE

Klappankermagnetsystem für Fehlerstromschutzschalter

DD-WP:	259 279
Int.-Cl.:	H 01 H 71/32
Anmeldetag:	25. 02. 87
Anmelder:	VEB EAW Elektronik Dresden

Die Erfindung betrifft ein Klappankersystem für Fehlerstromschutzschalter hoher Empfindlichkeit in Kleinbauweise.
In Klappankersystemen für Fehlerstromschutzschalter mit hoher Empfindlichkeit und miniaturisierter Bauweise werden Magnetsysteme bekannter Bauart verwendet, bei denen die Auflageflächen von Anker und Magnet derart feinstbearbeitet und geformt sind, daß eine satte Auflage des Klappankers auf der durch Dauermagneten magnetisierten Wirkfläche des Magneten garantiert wird. Derartige, zumeist durch Schleifen und Läppen feinstbearbeitete Magnetsysteme sind aber sehr schmutz- und kratzempfindlich. Durch Kratzer auf den magnetischen Wirkflächen während des Fertigungsprozesses bzw. durch Schmutzpartikel, die während des Montageprozesses aus der Umwelt oder im Arbeitsvorgang eingebracht oder sogar im Waschprozeß eingeschwemmt werden können, wird die Zuverlässigkeit der Magnetsysteme in Frage gestellt. Durch auf die magnetischen Wirkflächen gelangenden Bewegungsabrieb im arbeitenden Magnetsystem kann die effektive Lebensdauer verkürzt werden.
Das Ziel der Erfindung besteht in einer ökonomisch vorteilhaften Lösung des die Zuverlässigkeit und Lebensdauer von Klappankermagnetsystemen herabsetzenden Feinstaubproblems.
Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, den aufgezeigten nachteiligen Einfluß von Feinstaub, Mikroschmutz und Feinkratzern zwischen den magnetischen Wirkflächen empfindlicher Klappankermagnetsysteme durch eine aufwandsarme Lösung weitestgehend zu eliminieren.
Bei einem feinstbearbeiteten Joch eines Sperrmagneten wurde eine die bisherige Technologie beibehaltende Lösung gefunden, bei der erfindungsgemäß der zugehörige Klappanker im Bereich des Nebenschlusses so abgebogen ist, daß das hintere Ankerdrittel mit dem längeren Vorderstück einen Winkel von 2° bis 7° bildet, so daß das auf dem Magnetjoch aufliegende Ankerteilstück nur noch mit seiner vorderen Kantenfläche direkt auf der Magnetjochoberfläche aufliegt, während die Anker- und Magnetjochflächen zueinander vorteilhafterweise einen Winkel von 3 bis 15 Winkelminuten im anliegenden Zustand einnehmen. Die Kraft der Zugfeder am abgebogenen Klappanker greift unter einem Winkel von etwa 30° an.
Von besonderem Vorteil ist dabei, daß bei der differenzierten Induktionsverteilung im winkligen Luftspalt die höheren Haltekräfte mit größerem Radius am Ankerdrehpunkt wirken. Feinstaubteilchen, die sich im winkligen Luftspalt absetzen oder Mikrokratzer auf der feinstbearbeiteten Jochfläche haben dabei keine Auswirkungen

auf die Lebensdauer, sofern sie die Luftspaltgröße nicht überschreiten. Vorteilhafterweise erfolgt die Abwinkelung im Produktionsprozeß am feinstbearbeiteten Magnetsystem.

D. Ufert, Berlin EA 2963

Verfahren zur strukturoptimalen Anpassung zwischen Regelstrecken und Regler für Antriebe mit drehelastischer Mechanik bei drehzahlunabhängiger Belastung

DD-WP: 259 727
Int.-Cl.: H 02 P 5/00
Anmeldetag: 15. 04. 87
Anmelder: VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur optimalen Anpassung des Reglers an die Regelstrecke eines Regelkreises mit drehelastischer Mechanik bei drehzahlunabhängiger Belastung in drehzahlgeregelten elektrischen Antrieben.

Derartige drehzahlgeregelte elektrische Antriebe werden bekanntermaßen nach Optimierungsverfahren der Betragsanschmiegung, dem Betrags- oder symmetrischen Optimum eingestellt. In der Praxis sind die von den elektrischen Antrieben angetriebenen mechanischen Systeme nicht drehstarre, sondern drehelastische Systeme. Wird diese Tatsache nicht berücksichtigt, so kann das nicht nur zu Instabilitäten des Regelkreises führen, sondern durch zusätzliche dynamische Torsionsbeanspruchung auch die Standzeit der mechanischen Systemelemente, wie Kopplungen, Getriebe und Wellen stark reduzieren.

Ziel der Erfindung ist es, für elektrische Antriebsregelkreise mit drehelastischer Mechanik ein Verfahren zur strukturoptimalen Regleranpassung zu finden, das gegenüber den bekannten Optimierungsverfahren nicht nur für eine stabile Regelung sorgt, sondern darüber hinaus auch die Standzeiten der mechanischen Systemteile wesentlich erhöht.

Die Aufgabe wird bei einem Regelkreis mit einer Eigenfrequenz der Torsionsschwingung der drehelastischen Mechanik, die innerhalb bzw. im Bereich der Grenzfrequenz des Drehzahlregelbereiches liegt, unter Verwendung eines P- bzw. PI-Reglers gelöst.

In einer Ausgestaltung der Erfindung wird, sofern bei Regelkreisen die Eigenfrequenz der Torsionsschwingung im Bereich der Grenzfrequenz des Drehzahlregelbereiches liegt, zusätzlich eine Sollwertglättung über ein Verzögerungsglied 1. Ordnung mit einer Glättungszeitkonstante

$$T_F = 5 \cdot T_n$$

vorgenommen.

D. Ufert, Berlin EA 2959

Schaltungsanordnung für einen elektronischen Hilfsphasenschalter

DD-WP: 260 591
Int.-Cl.: H 02 P 1/44
Anmeldetag: 30. 04. 87
Anmelder: VEB Elektromotorenwerk Grünhain, Grünhain

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Gewinnung einer Ausschaltsteuergröße für einen elektronischen Hilfsphasenschalter, der zum Ein- und Ausschalten des in Reihe zur Hilfswicklung liegenden Anlaßkondensators eines Einphasensynchronmotors dient.

Der Erfindung liegt insbesondere die Aufgabe zugrunde, eine für eine in Leistung und Drehzahl abgestufte und nach einheitlicher Anlaßkondensatorabschaltspannung ausgelegte Einphasensynchronmotorenbaureihe einheitlich dimensionierte Schaltungsanordnung zu entwickeln, die eine von Motorspeisespannungsabweichungen unabhängige Steuergröße zum Ausschalten des Anlaßkondensators mit einem elektronischen Hilfsphasenschalter liefert und ohne galvanische Trennmittel auskommt.

Erfindungsgemäß wird die Aufgabe dadurch gelöst, daß als Ausschaltsteuergröße für den elektronischen Hilfsphasenschalter eine Spannung dient, die aus der Überlagerung der sich motoranlaufabhängig ändernden Anlaßkondensatorspannung und der Motorspeisespannung gebildet wird.

Die Schaltungsanordnung ist dabei so ausgeführt, daß die Meßgröße Anlaßkondensatorspannung über dem Anlaßkondensator und über dem während des Motoranlaufs zunächst eingeschalteten Triac abgegriffen, mit einer Diode gleichgerichtet und als negative Halbwellenspannung einem aus zwei Widerständen bestehenden Spannungsteiler zugeführt wird und die Meßgröße Motorspeisespannung über der Hauptwicklung abgegriffen, mit einer Diode gleichgerichtet und als positive Halbwellenspannung einem aus zwei Widerständen bestehenden Spannungsteiler zugeführt wird, so daß sich am gemeinsamen Widerstand beider Spannungsteiler nach Integration durch einen zu diesem parallelgeschalteten Kondensator eine resultierende Steuerspannung einstellt, die als Ausschaltsteuergröße dient.

Diese Steuerspannung, die einen von Motorspeisespannungsabweichungen unabhängigen und mit der Drehzahl negativ ansteigenden Verlauf hat, wird anschließend der Ansteuerschaltung des Triacs, insbesondere der von ihr umfaßten Ausschaltstufe mit fester Schaltwelle und Speicherverhalten, zugeführt.

Netzbedingte Abweichungen der Motorspeisespannung von der Nennbetriebsspannung haben hierbei keinen Einfluß auf den ausgewerteten Drehzahl-Spannungs-Verlauf, so daß das Ausschalten des Anlaßkondensators konstant bei einer vorgegebenen Abschaltdrehzahl erfolgt.

D. Ufert, Berlin EA 2960

Vorrichtung zum lösbaren Verbinden elektrischer Leitungen

DD-WP: 259 707
Int.-Cl.: H 01 R 13/24
Anmeldetag: 09. 04. 87
Anmelder: VEB Zentrum für Forschung und Technologie Nachrichtenelektronik

Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung zum lösbaren Verbinden elektrischer Leitungen in elektrischen Geräten oder technologischen Einrichtungen.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, den Verschleiß der Vorrichtung dadurch zu verringern, daß die zur sicheren Kontaktgabe notwendige Kontaktkraft im wesentlichen in der Fügerichtung wirkt und der Selbstreinigungseffekt bei einem Minimum an Querkräften eintritt.

Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe dadurch gelöst, daß in einem ersten Isolierkörper in parallelen Bohrungen axial und in einem definierten Maß radial bewegbar erste zusammendrückbare Kontaktelemente aus einer stabförmigen Elektrode und einer an ihr befestigten Druckfeder derart angeordnet sind, daß die ersten Kontaktelemente mit der einen, eine kegelige Vertiefung aufweisenden Stirnfläche der stabförmigen Elektrode an einer Abdeckplatte mit den parallelen Bohrungen zugeordneten Öffnungen anliegen und mit dem einen Ende der Druckfeder mit an einer Sockelplatte vorgesehenen Kontaktstellen in Verbindung stehen und daß ein zweiter Isolierkörper den parallelen Bohrungen zugeordnete zweite, stabförmige Kontaktelemente mit einer kegelstumpfförmigen Stirnfläche enthält. Die Neigungswinkel der kegligen Vertiefungen und der kegelstumpfförmigen Stirnflächen sind unterschiedlich. Vorteilhafter sind die parallelen Bohrungen in einem Leiterplattenraster angeordnet. Die Sockelplatte ist dann als eine Leiterplatte mit Leiterzügen ausgeführt. Die Abdeckplatte besteht aus einem elektrisch leitenden Werkstoff. In einer Variante ist die Abdeckplatte als eine Leiterplatte mit Leiterzügen auf ihrer den stabförmigen Elektroden zugewandten Seite ausgeführt.

Die elektrisch leitenden Teile der Abdeckplatte sind mit Leiterzügen auf der Sockelplatte verbunden. In einer weiteren Variante besteht die Abdeckplatte aus einem isolierenden Werkstoff. Mit der erfindungsgemäßen Lösung gelingt es, allein das beim Fügen der Vorrichtungsteile eintretende gegenseitige Ausrichten der in einem engen, definierten Streubereich statistisch verteilt angeordneten Achsen der einander zugeordneten Kontaktelemente bei minimalen Reibkräften zu ihrer Selbstreinigung auszunutzen, während das Aufbringen der Kontaktkräfte verschleißfrei geschieht. Im gelösten Zustand sind die an die ersten Kontaktelemente angeschlossenen Stromkreise überprüfbar.

D. Ufert, Berlin EA 2962

REZENSIONEN

Elektrische Isoliertechnik

Von *M. Kahle*. Berlin: VEB Verlag Technik 1988. 360 S., 311 Bilder, 30 Taf.

Mit dem Fachbuch „Elektrische Isoliertechnik" verfolgt der Autor das Ziel, eine Gesamtdarstellung des für die Elektrotechnik grundlegenden, sehr bedeutungsvollen und unterdessen auch recht umfangreichen Spezialgebietes vorzulegen.

Nach einer kurzen Übersicht zu den technischen, technologischen und ökonomischen Hauptaufgaben und Problemen der elektrischen Isoliertechnik werden im 2. Kapitel die auf die Isolierungen wirkenden elektrischen Beanspruchungen im gestörten und ungestörten Betrieb sowie die das Isoliervermögen ebenfalls beeinflussenden mechanischen und thermischen Belastungen und Umweltfaktoren kurz und übersichtlich dargestellt.

Das umfangreichste Kapitel des Buches behandelt das Isoliervermögen elektrischer Isolierungen. Der Leser wird zunächst damit vertraut gemacht, daß alle Durchschlagprozesse zufälligen Charakter tragen und die daraus resultierenden Größen, z. B. Durchschlagspannung und Durchschlagzeit, als Zufallsgrößen zu behandeln sind. Anschließend werden die wesentlichen Verfahren zur Feldberechnung sowie die Systematisierung der Elektrodenanordnungen bezüglich der auftretenden Höchstfeldstärke vorgestellt. Recht ausführlich und sehr anschaulich werden die Leitungs- und Polarisationsprozesse in elektrischen Isolierstoffen beschrieben. Die Behandlung der Durchschlagvorgänge in Isoliergasen, -flüssigkeiten und -feststoffen sowie der wesentlichen Einflußgrößen ist auf eine Systematisierung bezüglich der Durchschlagspannung konzentriert. Man vermißt eine Beschreibung und physikalische Interpretation der bei den Vorprozessen fließenden Ströme, da diese bezüglich der Diagnostik und des stromabhängigen Spannungsbedarfs von Leader und Vorlichtbogen doch recht bedeutungsvoll sind.

Der zunehmenden Bedeutung entsprechend hat der Autor der Alterung der elektrischen Isolierstoffe breiten Raum gewidmet. Systematisch aufgebaut, trägt der Abschnitt wesentlich zum besseren Verständnis dieser komplizierten Vorgänge bei.

Es folgt im 4. Kapitel eine Beschreibung der Prüf- und Diagnoseverfahren, und im abschließenden Kapitel werden die wesentlichen Prinzipien und verallgemeinerungsfähige Grundsätze für die Gestaltung und die Herstellung elektrischer Isolierungen an ausgewählten Beispielen (Isolatoren, gasisolierte Schaltanlagen, Transformatoren, Kabel, elektrische Maschinen) dargestellt.

Trotz der notwendigen Kürze ist es dem Verfasser gelungen, die oft recht komplizierten Zusammenhänge anschaulich und verständlich zu beschreiben. Damit ist das Buch für die Einarbeitung in die elektrische Isoliertechnik für Ingenieure und Naturwissenschaftler sowie als Nachschlagewerk besonders gut geeignet. Den Schwerpunkt bisheriger wissenschaftlicher Arbeiten des Autors entsprechend, sind die Abschnitte zu den physikalischen Vorgängen in Feststoffisolierungen besonders gut gelungen.

Das Buch erleichtert den Zugang zur Spezialliteratur, die zur Lösung technischer Aufgabenstellungen noch erforderlich ist. Somit bildet das Buch die Basis eines Gesamtkonzepts des VEB Verlag Technik, das durch vorhandene Monographien ergänzt wird [1] [2] bzw. noch zu vervollständigen ist.

Obwohl nicht in erster Linie dafür angelegt, ist es auch als Lehrbuch für Studenten der Elektrotechnik sehr zu empfehlen.

Literatur

[1] *Mosch, W.; Hauschild, W.:* Hochspannungsisolierungen mit Schwefelhexafluorid. Berlin: VEB Verlag Technik 1979

[2] *Hauschild, W.; Mosch, W.:* Statistik für Elektrotechniker. Berlin: VEB Verlag Technik 1984

J. Pilling, Zittau EA 3042

Zuverlässigkeit strukturierter Systeme
Reihe Automatisierungstechnik, Bd. 229

Von *F. Beichelt*. Berlin: VEB Verlag Technik 1988, 88 S., 47 Bilder, 8 Taf.

Die Entwicklung komplizierter technischer Systeme in der Energietechnik, Automatisierungstechnik, Nachrichtentechnik und auf anderen Gebieten stellt hohe Anforderungen an die Zuverlässigkeitsarbeit. Ein sehr wichtiger Teil dieser Arbeit ist die Untersuchung des Zusammenhangs zwischen der Struktur eines Systems und seiner Zuverlässigkeit. Diese Frage steht auch im Zentrum des vorliegenden Bandes.

Zunächst werden in einer Einführung Inhalt und Aufgaben der Zuverlässigkeitstheorie umrissen und im Kapitel 2 die Grundlagen der Zuverlässigkeitstheorie für einfache (im Sinne der Zuverlässigkeitsbetrachtung nicht strukturierte) Systeme erörtert. Hier werden knapp und übersichtlich die wesentlichsten Kenngrößen und Modelle sowie Eigenschaften von Wahrscheinlichkeitsverteilungen und Prüfpläne dargestellt. Es findet sogar noch eine Ausfallratentabelle für elektronische Bauelemente Platz.

Im 3. Kapitel werden die grundlegenden Modelle zuverlässigkeitstheoretischer Systemstrukturen, nämlich Seriensysteme, Parallelsysteme und k aus n-Systeme dargelegt; der Autor geht außerdem auf die Analysemethoden Zuverlässigkeits-Blockdiagramme und Fehlerbaum ein.

Die Analyse binärer monotoner Systeme (Boolescher Zuverlässigkeitsmodelle) wird im 4. Kapitel behandelt. Es werden die grundlegenden Berechnungsmethoden vorgeführt einschließlich der Berechnung der Systemverfügbarkeit und der zur Reduzierung des Rechenaufwandes geeigneten Abschätzungen. Ausführlich wird auf die Importanzkriterien (Wichtigkeitskriterien) für Elemente (Subsysteme) eingegangen. Mit deren Hilfe lassen sich eine Reihe von Fragen, die für den Systementwurf bedeutsam sind, beantworten.

Solche Fragestellungen sind:

1. Welchen Anteil hat ein Element an der Verfügbarkeit eines Systems?
2. Wie ändert sich die Systemverfügbarkeit in Abhängigkeit von der Verfügbarkeit eines Elements?
3. Welcher (maximale) Verfügbarkeitsgewinn für das System läßt sich durch Erhöhung der Verfügbarkeit eines Elements erreichen?
4. Welches Element verursacht mit größter Wahrscheinlichkeit einen Systemausfall?
5. Welche Elemente tragen mit großer Wahrscheinlichkeit zum Systemausfall bei?

Schließlich werden im 5. Kapitel Netzstrukturen behandelt, die auf vielen Gebieten zunehmende Bedeutung erlangen. Es werden relevante Zuverlässigkeitskenngrößen und effektive Verfahren zu deren Berechnung definiert bzw. vorgestellt. Dazu wird auf der Grundlage von Forschungsergebnissen die neueste Entwicklung dargelegt.

Auch enthält diese Arbeit neben einem ausführlichen Verzeichnis von spezieller Literatur und einem Verzeichnis von Symbolen und Abkürzungen noch ein Fachwörterverzeichnis Deutsch — Englisch — Russisch.

Das Buch zeichnet sich durch anwendungsorientierte, auf dem neuesten Forschungsstand beruhende und auf das Wesentliche konzentrierte Darstellung aus. Durch Hinweise auf nutzbare Rechnerprogramme und deren Wirksamkeit wird dem Interessenten die Anwendung erleichtert. Somit ist das Buch besonders für die Entwickler und Projektanten von technischen Systemen ein nützliches Arbeitsmittel. Es kann auch als Standardliteratur für Zuverlässigkeitsingenieure und Studenten betrachtet werden.

Es setzt somit die gute Tradition der Reihe Automatisierungstechnik bei der Herausgabe von Titeln zu Themen von Zuverlässigkeit und Instandhaltung fort.

D. Mindner, Berlin EA 3041

100 Jahre
Elektromagnetische Wellen
Heinrich-Hertz-Symposium

Hrsg. *W. Wiesbeck*
Berlin (West): VDE-Verlag GmbH 1988
204 Seiten, Format A 4

Im März 1988 fand an der Universität Karlsruhe ein Symposium anläßlich des 100. Jahrestages der Entdeckung der elektromagnetischen Wellen durch *Heinrich Hertz* statt. *H. Hertz* war zwar nur kurze Zeit in Karlsruhe tätig, aber dort gelang ihm seine epochemachende Pioniertat. Der Tagungsband enthält zunächst eine Biografie über Leben und Werk von *H. Hertz* und einige Historische Beiträge, u. a. Briefe an und von *Helmholtz* (Faksimiles). Anschließend werden Fachvorträge des Symposiums veröffentlicht.

Nachfolgend eine Auswahl:

- The carreer of Heinrich Hertz and the state of the exact science in imperial Germany
- Spectral treatment of high frequency wave phenomena
- Electromagnetic waves in optical fibers, the basis for modern telecommunications
- Electromagnetic waves from the Cosmos, the source of information for the Astrophysicist.

Die Redaktion

Documentation

Nicolai, U.; Conrad, H.

GTO-Thyristors: Function, Properties, Possibilities and Problems of Applications. Part 1

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 5, pp. 165–169, 9 Figs., 1 Table, 5 Equations, 10 Refs.

In self-quenched current inverters of great power GTO-thyristors are used internationally in an increasing manner. In part 1 of the tripartite contribution series structure, function and important properties of these components are described as well as application conditions derived.

Güldner, H.; Dahms, F.

Universal Information Equipment for Simple Network Quenched Inverters on Base of the 8-Bit Single-Chip Microcomputer U 882

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 5, pp. 169–173, 6 Figs., 1 Table, 2 Equations, 10 Refs.

The use of single-chip microcomputers in the information equipment of network quenched inverters makes possible realizing all basic function (synchronisation, delay distribution), as well as the cascade regulating structure of d.c. drives, for example. On results and experiences is reported, akkumulated during developing a solution, characterizing all network quenched hard- and software solutions.

Kronberg, M.; Knorr, B.; Knorr, U.; Lange, L.; Richter, H.; Waldeck, Th.

LENE/LEMESS – a Software System of Computer Aided Analyzing Powerelectronic Circuits and Drive Systems

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 5, pp. 174–178, 11 Figs., 5 Tables, 7 Refs.

In a survey a software system is represented, which serves to analyzing transient processes of physical and informational mode in electric networks and electronic circuits, regulating circuits and its transmitting elements as well as control equipments by means of simulation. Preferred application fields are the powerelectronics and drive techniques.

Altmann, W.; Kieltyka, L.; Soinski, M.

Using Amorphous Strips (Metallic Glasses) to Electromagnetically Sreening

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 5, pp. 179–182, 10 Figs., 8 Equations, 13 Refs.

The screening properties of strips, existing of metallic glasses, are dealt with and compared with the ones of the screenings, hitherto made from Permaloy. On base of the results it can be stated, that the screenings of amorphous strips of cobalt base have the same properties as conventional screenings of the threefold thickness. The screenings with several layers can be considered as a qualitatively new group.

Eitner, R.; Goebel, J.; Laßwitz, G.

Computer Aided Acquisition and Processing of Measuring Values in Determining the Creepage Strength by the Standard TGL 200-0018

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 5, pp. 182–184, 8 Figs., 7 Refs.

The resistivity of electric outdoor insulations against electric, mechanical and thermal loads is determined decidingly, among other thirgs, by its creepage behaviour. To characterizing that behaviour extracting relevant informations of field and laboratory tests is necessary. In this contribution it is reported on device-oriented and programme-related realizations, made to this aim; representative results are illustrated.

Handke, A.

Actual Problems of the Influence of Non-Linear Consumers on Energy Supply Networks

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 5, pp. 185–188, 9 Figs., 15 Equations, 3 Refs.

With considering a complex tackling mode problems of the negatively effecting nonlinear consumers to power supply systems are shown, as well as ways to limit such effecting are indicated. The author, starting with the basic requirements of the general philosophy of the complex compensation, formulates conditions, which have to be fulfilled in realizing required compensation parameters and, additionally, makes conclusions of practical importance.

Richter, Chr.

Study of the Transient and Resonance Behaviour of Transformer Windings by Means of the Radial Field Theory

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 5, pp. 188–192, 7 Figs., 32 Equations, 10 Refs.

Transformer windings represent oscillable structures, which in non-stationary processes can generate at their clamps voltage elevations in consequence of transient and resonance effects. Knowing the behaviour of such processes is the prerequisite of dimensioning the electric insulation of the windings and the protective equipments to limiting such events. Exactly computing is problematically. A different interpretation of the physical processes in windings, loaded by impulses, provided for a method, which makes possible computing in acceptable error limits.

Документация

Николай, У.; Конрад, Х.

Тиристоры типа GTO: Функция свойства, возможности и проблемы применения

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 5, стр. 165–169, 9 рис., 1 табл., 5 уравн., 10 лит.

Во вентильных преобразователях тока большой мощности с самогашением в международном масштабе в возрастающей мере применяются тиристоры типа GTO. В первой из трех работ серии статьей рассматриваются построение, функция и основные свойства данных элементов, выводятся условия применения.

Гюльднер, Х.; Дамс, Ф.

Универсальное информационное устройство для простых вентильных преобразователей тока с гашением от сети на базе 8-разрядной однокристальной микро ЭВМ U 882

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 5, стр. 169–173, 6 рис., 1 табл., 2 уравн., 10 лит.

Применение однокристальных микро ЭВМ в информационном устройстве вентильных преобразователей тока с гашением от сети позволяет реализацию всех основных функций (синхронизации, замедления, распределения), а также структуру каскадного регулирования, например, для приводов постоянного тока. Приводятся результаты и опыт, полученные в ходе создания аппаратного и программного решения, применяемого для всех схем с гашением от сети (выпрямителей, исполнительных органов).

Кронберг, М.; Кнорр, Б.; Кнорр, У.; Ланге, Л.; Леонхардт, М.; Рихтер, Х.; Вальдек, Т.

LFNE/LEMESS – система программного обеспечения для анализа с применением ЭВМ схем мощной электроники и приводных систем

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 5, стр. 174–178, 11 рис., 5 табл., 7 лит.

В качестве обзора представляется система программного обеспечения, служащая для анализа путем моделирования переходных процессов физического и информационного видов в электрических сетях и электронных схемах, контурах регулирования и их передающих звенях, а также в устройствах управления. Предпочтительными областями применения ее являются мощная электроника и приводная техника.

Альтманн, В.; Киельтыка, Л.; Соински, М.

Применение аморфных лент (металлических стекол) для электромагнитного экранирования

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 5, стр. 179–182, 10 рис., 8 уравн., 13 лит.

Рассматриваются и сопоставляются со свойствами экранировок, изготовленных до сих пор из пермаллоя, экранирующие свойства лент из металлических стекол. На основе результатов можно установить, что экранировки, выполненные из аморфных лент на базе кобальта имеют те же свойства, как и существующие до сих пор экранировки с тройной толщиной. Экранировки с несколькими слоями можно рассматривать как качественно новую группу экранировок.

Айтнер, Р.; Гёбель, Й.; Лассвитц, Г.

Сбор и обработка при помощи ЭВМ значений измеренных величин при определении стойкости к тока утечки согласно ТГЛ 200-0018

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 5, стр. 182–184, 8 рис., 7 лит.

Устойчивость внешних электрических изоляций против электрических, механических и термических нагрузок определяется, между прочим, решающим образом их поведением относительно тока утечки по поверхности. Для охарактеризации данного поведения необходимо получение из полевых и лабораторных тестов релевантной информации. В данной работе рассматриваются аппаратные и программные реализации, разработанные для этих целей; представляются репрезентативные результаты.

Хандке, А.

Актуальные проблемы влияния нелинейных потребителей на сети энергоснабжения

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 5, стр. 185–188, 9 рис., 15 уравн., 3 лит.

При соблюдении комплексного подхода рассматриваются проблемы отрицательного влияния нелинейных потребителей на электроэнергетические системы, а также пути к его ограничению. На базе основных требований по общей философии комплексной компенсации, автор формулирует условия, которые должны выполняться для реализации требуемых параметров компенсации и дополнительно подведет итоги, имеющие практическое значение.

Рихтер, Хр.

Исследование переходной и резонансной характеристики трансформаторных обмоток по теории радиального поля

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 5, стр. 188–192, 7 рис., 32 уравн., 10 лит.

Трансформаторные обмотки представляют собой сооружения, способные колебляться, которые при наличии переходных процессов на своих клеммах могут создавать перенапряжения как следствие переходных и резонансных явлений. Знание протекания подобных процессов является предпосылкой для расчета электрической изоляции обмоток и защитных устройств для ограничения подобных событий. Точное вычисление представляется проблематичным. Другой подход к интерпретации физических процессов, протекающих в обмотках с импульсной нагрузкой, привел к методу, позволяющему произвести вычисление в приемлемых пределах погрешности.

Dokumentation

Nicolai, U.; Conrad, H.

GTO-Thyristoren: Funktion, Eigenschaften, Einsatzmöglichkeiten und -probleme — Teil I

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 5, S. 165–169, 9 Bilder, 1 Tafel, 5 Gln., 10 Lit.

In selbstgelöschten Stromrichtern großer Leistung kommen international zunehmend GTO-Thyristoren zum Einsatz. Im Teil I der dreiteiligen Beitragsserie werden Aufbau, Funktion und wichtige Eigenschaften dieser Bauelemente beschrieben sowie Einsatzbedingungen abgeleitet.

Güldner, H.; Dahms, F.

Universielle Informationseinrichtung für einfache netzgelöschte Stromrichter auf Basis des 8-bit-Einship-Mikrorechners U 882

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 5, S. 169–173, 6 Bilder, 1 Tafel, 2 Gln., 10 Lit.

Der Einsatz von Einchipmikrorechnern in der Informationseinrichtung netzgelöschter Stromrichter ermöglicht die Realisierung aller Grundfunktionen (Synchronisation, Verzögerung, Verteilung) sowie die Kaskadenregelstruktur zum Beispiel für Gleichstromantriebe. Über Ergebnisse und Erfahrungen, die bei der Schaffung einer für alle netzgelöschten Hard- und Softwarelösungen gesammelt wurden, wird berichtet.

Kronberg, M.; Knorr, B.; Knorr, U.; Lange, L.; Leonhardt, M.; Richter, H.; Waldeck, Th.

LENE/LEMESS — ein Softwaresystem zur rechnergestützten Analyse von leistungselektronischen Schaltungen und Antriebssystemen

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 5, S. 174–178, 11 Bilder, 5 Tafeln, 7 Lit.

Im Überblick wird ein Softwaresystem vorgestellt, das der Analyse transienter Prozesse physikalischer und informationeller Art in elektrischen Netzen und elektronischen Schaltungen, Regelkreisen und ihren Übertragungsgliedern sowie Steuereinrichtungen mittels Simulation dient. Bevorzugte Anwendungsgebiete sind die Leistungselektronik und Antriebstechnik.

Altmann, W.; Kieltyka, L.; Soinski, M.

Die Verwendung amorpher Bänder (metallische Gläser) zur elektromagnetischen Abschirmung

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 5, S. 179–182, 10 Bilder, 8 Gln., 13 Lit.

Es werden die Abschirmungseigenschaften von Bändern aus metallischen Gläsern behandelt und die mit Eigenschaften der Abschirmungen, die bis jetzt aus Permaloy ausgeführt werden, verglichen. Auf der Grundlage der Ergebnisse kann man feststellen, daß die Abschirmungen aus amorphen Bändern auf Kobalt-Basis dieselben Eigenschaften wie 3mal so dicke herkömmliche Abschirmungen haben. Die Abschirmungen mit mehreren Schichten kann man als eine qualitativ neue Gruppe betrachten.

Eitner, R.; Goebel, J.; Laßwitz, G.

Rechnergestützte Meßwerterfassung und -verarbeitung bei der Ermittlung der Kriechstromfestigkeit nach TGL 200-0018

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 5, S. 182–184, 8 Bilder, 7 Lit.

Die Widerstandsfähigkeit elektrischer Außenisolierungen gegen elektrische, mechanische und thermische Beanspruchungen wird unter anderem entscheidend durch ihr Kriechstromverhalten bestimmt. Zur Charakterisierung dieses Verhaltens ist die Extraktion relevanter Informationen aus Feld- und Labortests notwendig. Im vorliegenden Artikel wird über zu diesem Zweck erstellte geräte- und programmtechnische Realisierung berichtet; repräsentative Ergebnisse werden vorgestellt.

Handke, A.

Aktuelle Probleme des Einflusses nichtlinearer Verbraucher auf Energiespeisenetze

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 5, S. 185–188, 9 Bilder, 15 Gln., 3 Lit.

Unter Beachtung einer komplexen Herangehensweise werden Probleme der negativen Wirkung nichtlinearer Verbraucher auf Elektroenergiesysteme sowie Wege zu deren Begrenzung aufgezeigt. Der Autor formuliert ausgehend von den Grundforderungen zur allgemeinen Philosophie der komplexen Kompensation Bedingungen, die zur Realisierung geforderter Kompensationsparameter zu erfüllen sind, und zieht ergänzend Schlußfolgerungen von praktischer Bedeutung.

Richter, Chr.

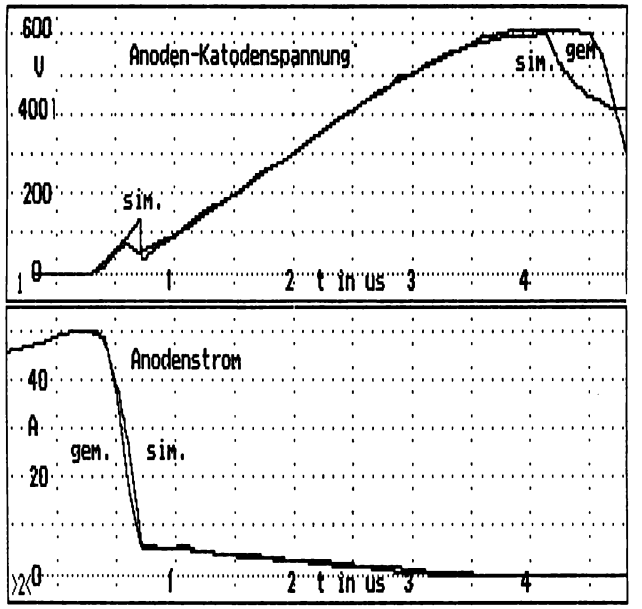
Untersuchung des Übergangs- und Resonanzverhaltens von Transformatorwicklungen mit der Radialfeldtheorie

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 5, S. 188–192, 7 Bilder, 32 Gln. 10 Lit.

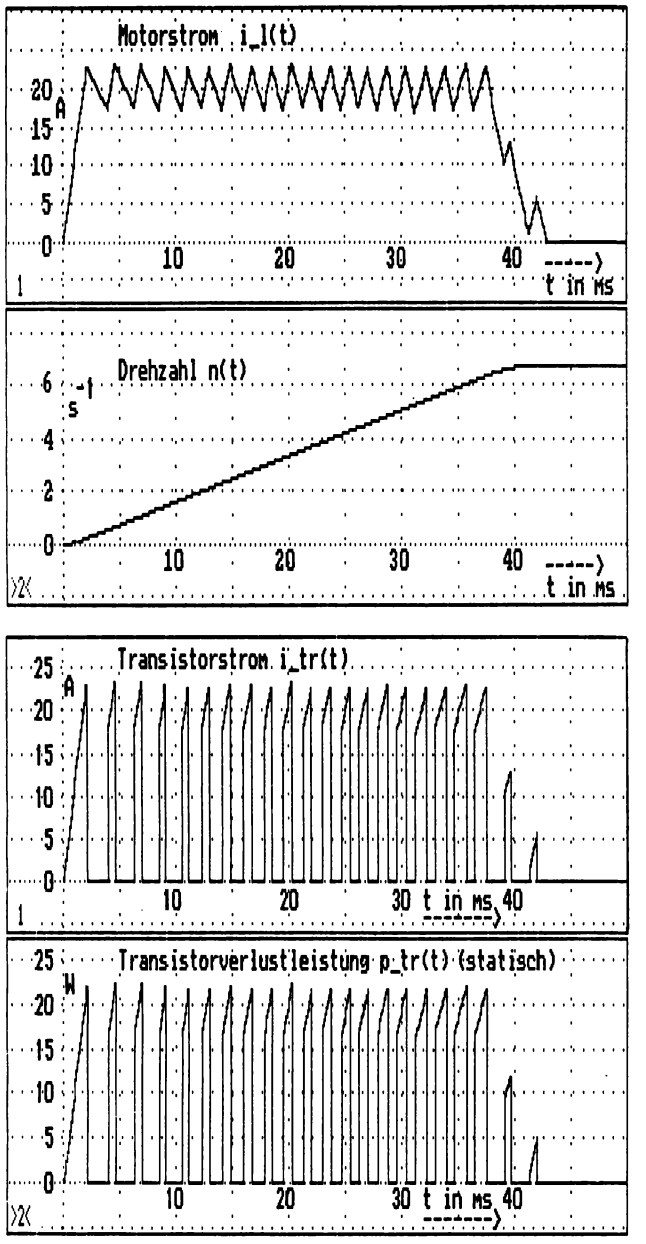
Transformatorwicklungen stellen schwingungsfähige Gebilde dar, die bei nichtstationären Vorgängen an ihren Klemmen Spannungsüberhöhungen als Folge von Übergangs- und Resonanzerscheinungen erzeugen können. Die Kenntnis über den Verlauf derartiger Vorgänge ist die Voraussetzung zur Dimensionierung der elektrischen Isolierung der Wicklungen und von Schutzeinrichtungen zur Begrenzung derartiger Ereignisse. Die exakte Berechnung ist problematisch. Eine andersgeartete Interpretation der physikalischen Vorgänge in impulsbeanspruchten Wicklungen führte zu einem Verfahren, das eine Berechnung in akzeptablen Fehlergrenzen ermöglicht.

ELEKTRIE

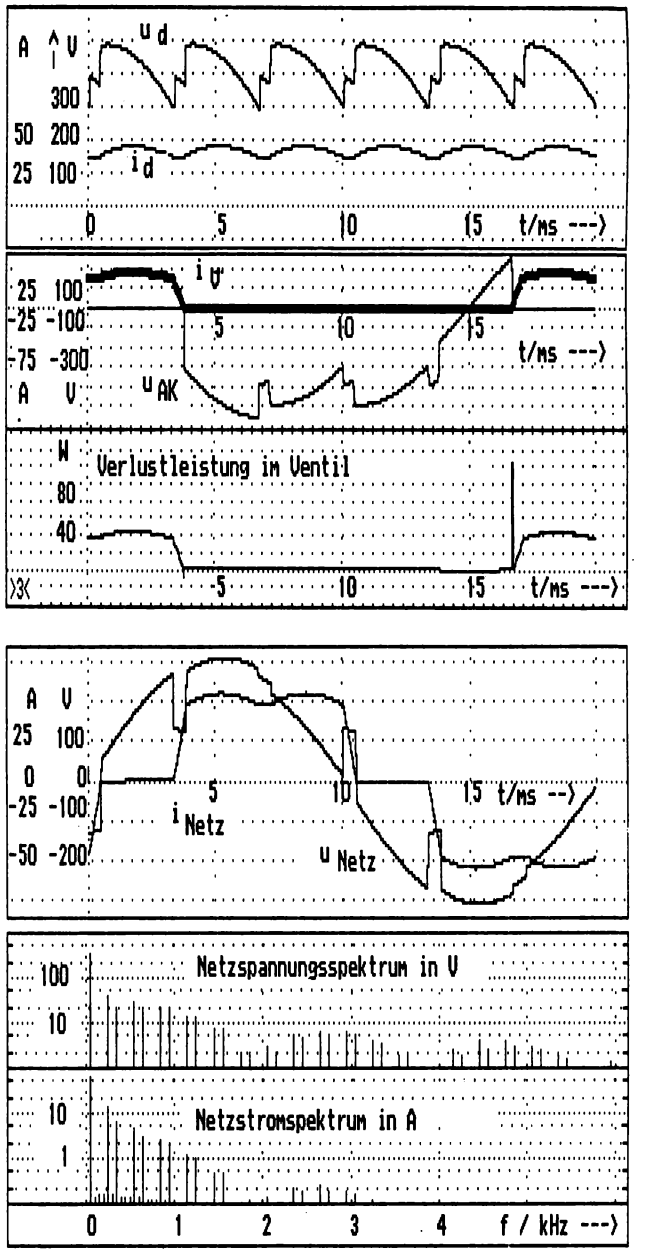
Herausgeber	Kammer der Technik, Fachverband Elektrotechnik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR-1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700; Telex: 0112228 techn. dd
Verlagsdirektor	Dipl.-Ing. *Klaus Hieronimus*
Redaktion	Dr.-Ing. *Klaus Heide*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870345) Ing. *Günther Barth*, Redakteur (Telefon 2870343)
Lizenz-Nr.	1100 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Gesamtherstellung	III/18/328 Messedruck Leipzig, BT Borsdorf Borsdorf 7122
Gestalter	*Eckardt Natorp* (Telefon 2870287)
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigenannahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, Oranienburger Str. 13/14, Berlin 1020 PSF 201 Anzeigenpreisliste Nr. 7 Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, Hermann-Duncker-Str. 89, Berlin, DDR-1157
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
AN (EDV)	6730
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	2,50 M, Abonnementpreis vierteljährlich 7,50 M. Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Bezugsmöglichkeiten DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R. E. P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P. O. Box 88 Beijing
ČSSR	PNS — Ústřédni expedicia a dovoz tisku Praha, Slezká 11, 12000 Praha 2 PNS, Ústredna Expedicia a Dovoz Tlače Praha, Posta 022, 88547 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knijiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzéće MLADOST, Ilica, 30 4100 Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio, Exterior de Publicationes, O'Reilly No. 407, Ciudad Habana
VR Polen	C. K. P. i. W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien	D. E. P. Bucaresti Piata Scinteii, Bucaresti
UdSSR	Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR	P. K. H. I., Külföldi Elöfizetési Osztály. P. O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA 32, Hai Ba Trung, Ha Noi
BRD und Berlin (West)	ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, 1000 Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs-GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, A-2345 Brunn am Gebirge
Schweiz	Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstr. 109, 8033 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Fachbuchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, Leipzig, Postfach 160; DDR-7010 und Leipzig Book Service, Talstraße 29, Leipzig, DDR-7010



Spannungsanstieg, Stromabfall, Verlustleistung und Verlustarbeit bei der Loeschung des GTO-Thyristors



Hochlauf des Stellmotors RSM 60-2 bei Speisung aus einem Gleichstromsteller



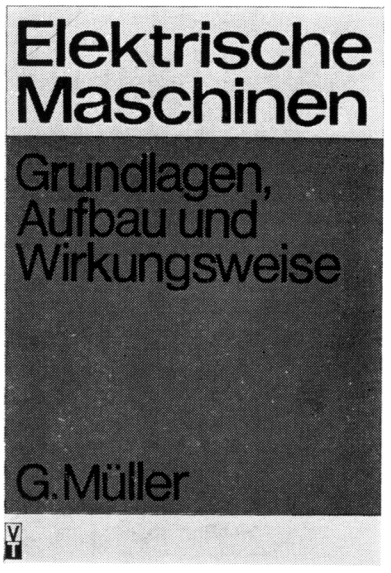
Beispiele zur Analyse der B6-Schaltung

Zum Beitrag vom M. Kronberg (s. S. 174)
LENE/LEMESS — ein Softwaresystem zur rechnergestützten Analyse von leistungselektronischen Schaltungen und Antriebssystemen

ELEKTRIE · Berlin 43 (1989) 5 · S. 161—200
ISSN 0013—5399

6730 5 197 027 465
KOMB KERAM WERKE
9612 7001 0196 PF 1

Auslieferung in diesen Tagen

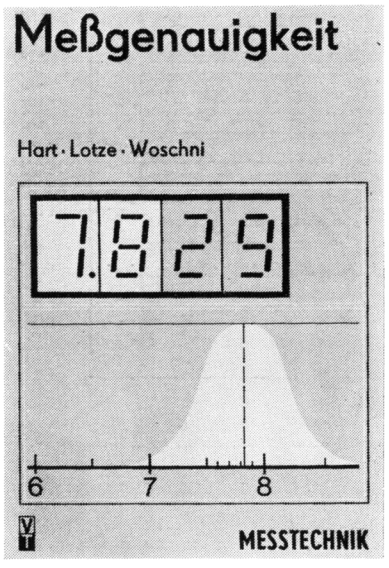


Elektrische Maschinen

Grundlagen, Aufbau und Wirkungsweise

Herausgegeben von Prof. Dr.-Ing. habil. Germar Müller
7., bearbeitete Auflage. 524 Seiten, 531 Bilder, 34 Tafeln, 2 Beilagen, Kunstleder, DDR 40,— M, Ausland 56,— DM.
Bestellangaben: 553 895 5/Müller, Grundlagen

In diesem, nun bereits in der 7. Auflage herausgegebenen Hochschullehrbuch, Bestandteil des HS-Lehrwerks „Elektrische Maschinen", werden grundsätzliche Kenntnisse über den Aufbau, die Wirkungsweise und das Betriebsverhalten elektrischer Maschinen vermittelt. Es ist sowohl für die Studierenden gedacht, in deren Ausbildung die Aneignung grundsätzlicher Kenntnisse über elektrische Maschinen vorgesehen ist, als auch für jene Studenten der Elektrotechnik, die sich speziell mit dem Gesamtkomplex elektrischer Maschinen zu beschäftigen haben. Theoretische Grundlagen der Elektrotechnik werden vorausgesetzt. In der Praxis tätigen Ingenieuren bietet das Buch eine vortreffliche Möglichkeit zur Aktualisierung ihrer Kenntnisse.
Ausgehend von den bestehenden Ausführungsformen und den wichtigsten elektrischen Maschinen, werden diese einer Analyse unterworfen. Nach der Behandlung des Transformators einschließlich Meßwandler folgt eine allgemeine Betrachtung über die rotierenden elektrischen Maschinen, wobei besonders auf die elektromechanische Energiewandlung, den Aufbau des magnetischen Feldes und die Spannungsinduktion sowie auf die konstruktive Gestaltung und technologische Realisierung eingegangen wird. In den folgenden Abschnitten werden die Besonderheiten der Gleichstrommaschine, der Dreiphasen-Asynchron- und -Synchronmaschine sowie Einphasen-Wechselstrommaschine erläutert. Ein Hauptabschnitt ist den allgemeinen Erscheinungen in Maschinen mit Drehfeldern im Luftspaltfeld zugeordnet.
Für die 7. Auflage wurde der Hauptabschnitt C (Gleichstrommaschine) neu verfaßt, speziell im Hinblick auf den Einsatz dieser Maschinen für drehzahlvariable Antriebe. Der neueste Stand der Vorschriften nach IEC, TGL, DIN/VDE ist berücksichtigt.



Meßgenauigkeit

Von Prof. Dr. rer. nat. habil. Hans Hart, Prof. Dr.-Ing. habil. Werner Lotze und Prof. Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E. h. Eugen-Georg Woschni
Reihe Meßtechnik. 2., unveränderte Auflage. 316 Seiten, 153 Bilder, 46 Tafeln, Leinen, DDR 43,— M, Ausland 52,— DM.
Bestellangaben: 554 150 5/Hart, Meßgenauigkeit

Das Buch beschäftigt sich mit den Ursachen von Meßfehlern, ihrer Abschätzung und ihrer Vermeidung, Reduzierung oder Korrektur. Gleichrangig werden die Fehler von Messungen und die Ungenauigkeiten von Meßmitteln bis hin zu deren Prüfung in die Betrachtung einbezogen.
Hauptabschnitte: Entwicklungsstand der Fehlertheorie · Begriffsbildungen auf dem Gebiet der Meßgenauigkeit · Ermittlung und Beschreibung statischer Fehleranteile · Fehler bei digitalen Messungen · Ermittlung und Beschreibung dynamischer Fehler · Meßmittelfehler · Meßgenauigkeit indirekter Messungen · Fehlerkorrektur und ihre Grenzen · Fehler bei geometrischen Messungen als Beispiel für Fehleranalysen.

Im Fachbuchhandel erhältlich

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN